"Júlio de Mesquita Filho"

Faculdade de Engenharia - Campus de Ilha Solteira

Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica

Laboratório de Eletrônica de Potência - LEP

Luigi Galotto Junior

Inversores Integrados Monofásicos Aplicados em Sistemas Fotovoltaicos com Conexão à Rede de Distribuição de Energia Elétrica

Orientador:

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

Ilha Solteira – SP
Dezembro / 2011

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

"Inversores Integrados Monofásicos Aplicados em Sistemas Fotovoltaicos com Conexão à Rede de Distribuição de Energia Elétrica"

LUIGI GALOTTO JUNIOR

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia - UNESP – Campus de Ilha Solteira, para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.
Área de Conhecimento: Automação.

Ilha Solteira – SP
Dezembro/ 2011

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação
Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação da UNESP - Ilha Solteira.

Galotto Junior, Luigi.
G178i Inversores integrados monofásicos aplicados em sistemas fotovoltaicos com conexão à rede de distribuição de energia elétrica / Luigi Galotto Junior. Ilha Solteira : [s.n.], 2011

152 f. : il.

Tese (doutorado) – Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de Conhecimento: Automação, 2011

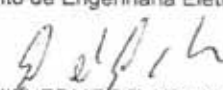
Orientador: Carlos Alberto Canesin
Inclui bibliografia

1. Geração fotovoltaica. 2. Conexão à rede. 3. Conversor integrado. 4. Rastreamento do ponto de máxima potência. 5. Anti-ilhamento. 6. Modulação três-estados. 7. Desacoplamento de potência.

unesp UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: Inversores Integrados Monofásicos Aplicados em Sistemas Fotovoltaicos com Conexão à Rede de Distribuição de Energia Elétrica

AUTOR: LUIGI GALOTTO JUNIOR
ORIENTADOR: Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA , Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:

Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. GUILHERME DE AZEVEDO E MELO
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. MARCELO LOBO HELDWEIN
Instituto de Eletrônica de Potência / Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Dr. ERNESTO RUPPERT FILHO
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Estadual de Campinas

Data da realização: 12 de dezembro de 2011.

RESUMO

Este trabalho consiste no desenvolvimento e avaliação de conversores eletrônicos de potência para utilização de painéis fotovoltaicos, com conexão à rede de distribuição de energia elétrica em corrente alternada. No cenário de gerações fotovoltaicas as filosofias iniciais, as quais consistiam na instalação de grandes Arrays (associações série e paralelo) de painéis solares utilizando um único conversor centralizado, cariam em desuso devido à baixa eficiência e à impossibilidade de operar todos os painéis simultaneamente no ponto de máxima potência (MPP). Ao mesmo tempo, esta estratégia não permitia a instalação gradativa de painéis exigindo um alto investimento inicial. Estes são alguns dos motivos que levam a pesquisas mais recentes com conversor dedicado ao painel, que possa até ser integrado e comercializado como um único equipamento, denominado de Módulo CA fotovoltaico. Estes módulos seriam painéis fotovoltaicos prontos para a conexão à rede, com conversor que explore melhor o MPP, permitindo a modularidade, a confiabilidade e a facilidade da instalação. Por segurança, o conversor também precisa se desconectar da rede automaticamente na presença de falhas, para evitar a ocorrência do fenômeno conhecido como ilhamento.

A dificuldade de construção destes módulos CA se concentra fundamentalmente do desenvolvimento do conversor de eletrônica de potência, também denominado de microinversor, por trabalhar em potências de até 300 W, compatível com a potência máxima de painéis fotovoltaicos comerciais. Para atender a esta aplicação, o conversor requer diversas características, entre as principais estão: baixo custo, alto rendimento e, especialmente, vida útil compatível com a do painel. Neste contexto, este trabalho utiliza conversores com integração de estágios (CC + CA), visando alcançar os principais requisitos necessários para que possam ser uma alternativa viável para a aplicação apresentada.

A principal contribuição do trabalho consiste em uma nova estratégia de controle não encontrada na literatura, a qual permite realizar o controle independente da entrada e da saída destes conversores com um estágio, semelhante ao conversor de dois estágios. Desta forma, esta estratégia permite realizar o desacoplamento de potência indutivo, que substitui os capacitores do link CC (principal limitador da vida útil dos conversores) por um indutor. Este controle é

possível devido ao grau de liberdade adicional obtido com a modulação Três-Estados (Tri-State).

Adicionalmente, realiza-se uma revisão e avaliação de alguns dos diversos algoritmos de MPPT (Maximum Power Point Tracking) e anti-ilhamento, para a seleção dos mais adequados aos conversores desta aplicação.

Os resultados de simulação mostram as formas de onda dos conversores integrados Boost e Buck-Boost, 2 e 3 estados, e do conversor de dois estágios convencional para comparação. Estes resultados se resumem em duas tabelas com resultados quantitativos e qualitativos da comparação, permitindo selecionar o melhor conversor para cada aplicação. A principal característica dos conversores integrados para conexão com a rede é a redução de 1 indutor de filtro e do diodo série comparado ao conversor convencional. Durante a operação, a dinâmica de controle é mais complexa para os inversores Boost ou Buck-Boost com chaveamento em 2 estados e o desacoplamento de potência somente é possível com capacitores em paralelo ao painel solar. O desacoplamento de potência indutivo esperado com a estratégia de controle proposta também foi demonstrada para os inversores Boost e Buck-Boost com chaveamento em 3 estados.

Experimentalmente, foi verificado que o controle apresentado possibilitou o desacoplamento de potência, em troca do aumento do indutor de boost necessário. A eficiência experimental obtida com semicondutores apropriados ficou em torno de 85% no protótipo desenvolvido. Circuitos extras existentes no protótipo, que não existiriam no produto final, poderia aumentar a eficiência para próximo da teoricamente estimada.

Concluindo, o conversor apresentado propôs a atender as expectativas de aumento de vida útil, através da substituição do armazenador de energia capacitivo por um indutivo. Porém com a desvantagem do aumento do volume do indutor e da dificuldade de se encontrar semicondutores e gate-drives específicos para inversores de corrente. Estas desvantagens podem acarretar no aumento do custo e do peso do conversor limitando a sua utilização em muitas aplicações comerciais. Porém, este trabalho abre portas para futuras aplicações que se tornem viáveis com a evolução tecnológica dos semicondutores ou dos materiais magnéticos para armazenamento indutivo de energia. Outras aplicações como em conversores trifásicos, onde

não há a necessidade de desacoplamento de potência, e em conversores com baterias internas também poderão ampliar a aplicabilidade das propostas deste trabalho.

Palavras-Chave: Geração fotovoltaica. Conexão à rede. Conversor integrado. MPPT. Anti-ilhamento. Modulação três-estados. Desacoplamento de potência.

ABSTRACT

This work aims the development and evaluation of power electronic converters to be used with photovoltaic (PV) modules connected to the alternating current electric energy distribution grid. In the scenario of photovoltaic generation, the initial philosophies, which were based on large PV solar arrays using a centralized converter, has became unused due to the low efficiency and the impossibility to operate all panels simultaneously on the maximum power point (MPP). At the same time, it is not possible the gradual installation of PV modules and is mandatory a high initial investment. These are some reasons that leaded more recent researches of panel dedicated converter, which could be embedded and sold as a single equipment, called photovoltaic AC module. These modules are PV panels ready for grid connection, with a converter that works at the MPP for each panel. This allows modularity, reliability and ease of installation. For safety reasons, the converter also has to disconnect from the grid automatically once a grid failure is detected, to avoid the phenomenon known as islanding.

The construction of these modules is fundamentally a problem for power electronic converter development. This converter is also called micro-inverter due to the nominal power up to 300 W, compatible with commercially available PV panels. The converter needs several features to achieve this application, among them: low cost, high efficiency and, especially, lifetime compatible with the panels. In this context, this work uses converters with integration of stages (DC + AC), aiming to achieve the main requirements needed to turn them into a feasible alternative to the presented application.

The main contribution of this work is a novel control strategy which is not found in the literature, which allows independent input-output control of these single-stage converters similar to the two stage converters. Therefore, this strategy allows achieving the inductive power decoupling, which replaces the DC link capacitor bank (main lifetime limiter) by an inductor. This control is possible due to the additional degree of freedom obtained with tri-state modulation.

Additionally, a review and evaluation of some of the several MPPT (Maximum Power Point Tracking) and anti-islanding algorithms to choose the most adequate ones to the converters in this application is also performed.

The simulated results show the waveforms of integrated Boost, Buck-Boost, Two and Three States, and the conventional two-stage converter for comparison. These results are briefed in two tables with quantitative and qualitative comparison, allowing the selection of the best converter for each application. The main feature of the integrated converters for grid connection is the reduction of one filter inductor and one series diode when compared with the conventional converter. During operation, the control dynamics is more complex to Boost or Buck-Boost inverters with two-state switching and the power decoupling only is possible using parallel capacitors with the solar panel. The inductive power decoupling expected with the proposed control strategy was demonstrated with tri-state switching boost and buck-boost inverters.

Experimentally, it has also been verified that the presented control allowed power decoupling, in trade of increasing the boost inductor needed. The experimental efficiency obtained with appropriate semiconductors is about 85% in the developed prototype. Extra circuits in the prototype, which would not existed in a final product, could increase the efficiency close to the theoretically estimated.

Concluding, the presented converter proposed to reach the expectations of improved lifetime, through the substitution of capacitive energy storage by inductive. Nevertheless, it has the drawback of the increased inductor size and the difficulty to find some components such as gate-drives and specific switches for current source inverters. These drawbacks can lead to an increase of cost and weight limiting its use in many commercial applications. However, this work let open ideas for future application that may become feasible with technological evolution of semiconductors and magnetic materials for inductive energy storage devices. Other applications such as three-phase converters, where power decoupling is not needed, and converters with internal battery can also amplify the applicability of these work proposals.

Keywords: Photovoltaic generation. Grid connection. Integrated converter. MPPT. Anti-islanding. Tri-state modulation. Power decoupling.

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

Número *Página*

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	*Significado*
V_{PV}	Tensão do painel fotovoltaico.
V_{PV}^*	Referência de tensão do painel fotovoltaico.
V_{OC}	Tensão de circuito aberto do painel fotovoltaico.
I_{PV}	Corrente do painel fotovoltaico.
P_{PV}	Potência do painel fotovoltaico.
β	Variável que representa o ponto de operação do painel fotovoltaico.
T_{PV}	Temperatura do painel fotovoltaico.
I_g	Corrente injetada na rede.
I_g^*	Referência de corrente injetada na rede.
ω_g	Frequência angular da rede (rad/s).
f_g	Frequência da rede (Hz).
Q_g	Potência reativa injetada na rede.
Z_g	Impedância de conexão com a rede.
V_g	Tensão da rede.
R_o	Resistência da carga. Para teste em stand-alone, quando está sem a rede.
V_o	Tensão de saída do conversor.
L_g	Indutância de conexão com a rede.
C_d	Capacitor de desacoplamento de potência.
V_{MPP}	Tensão do ponto de máxima potência.
I_{MPP}	Corrente do ponto de máxima potência.
f_s	Frequência de chaveamento.
A_e	Área da janela do núcleo onde são alocadas as bobinas de cobre.
A_l	Inverso da relutância magnética, dependente do núcleo e da geométrica.
B^{max}	Indução magnética máxima que o núcleo permite sem saturação.
H	Campo magnético.
L_o	Indutância do filtro de saída do inversor VSI.
I_{Lo}	Corrente da indutância do filtro de saída do inversor VSI.
C_o	Capacitor CA do filtro de saída do inversor.

I_o	Corrente de saída do conversor. Quando em conexão com a rede, I_o=I_g.
m	Índice de modulação do inversor VSI.
L_b	Indutor de boost.
I_{Lb}	Corrente do indutor de boost.
D	Razão cíclica.
I_{Db}	Corrente do diodo do Boost CC/CC.
C_{CC}	Capacitor do link CC.
V_{CC}	Tensão do link CC.
I_{CSI}	Corrente de saída do inversor CSI (antes do capacitor C_o).
ΔE	Variação de energia na potência instantânea CA monofásica.
P_o	Potência de saída.
V_i	Tensão de entrada. Quando a entrada é um painel fotovoltaico, V_i=V_{PV}.
D_1	Razão cíclica que determina o estado de curto-circuito nos conversores Tri-State.
D_2	Razão cíclica que determina o estado de ativo, de transferência de energia, nos conversores Tri-State.
R_{Lb}	Resistência interna do indutor L_b.
I_{Ro}	Corrente da carga R_o.
I_{Sb}	Corrente da chave auxiliar S_b.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO GERAL E OBJETIVOS DA TESE

Este capítulo apresenta os objetivos gerais desta Tese, considerando-se o desenvolvimento de sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede de distribuição em corrente alternada em baixa tensão, bem como os principais desafios, requisitos técnicos e operacionais para estes sistemas.

Neste contexto, apresenta-se a estruturação para o trabalho e a metodologia para seu desenvolvimento.

1.1. OBJETIVOS GERAIS

Esta Tese visa o desenvolvimento de equipamentos inversores monofásicos para permitir a conexão de módulos fotovoltaicos com a rede elétrica em corrente alternada (CA) de baixa tensão, comercial ou residencial, em 127 V ou 220 V, considerando-se a possibilidade de integração de estágios, com os propósitos iniciais principais de redução de custos, elevação de rendimento e aumento da vida útil, considerando-se as aplicações monofásicas de baixa potência (inferiores a 300 W).

1.2. EXIGÊNCIAS DO SISTEMA COM INSTALAÇÃO PV

As instalações que utilizam energia solar fotovoltaica (PV - *Photovoltaic*) têm sido almejadas por muitas décadas. Entretanto, até hoje, enfrentam resistências e dificuldades para a sua expansão. Há diversas razões para isto e muitos requisitos que devem ser atendidos para o consumidor, para a rede e para o bom funcionamento das células PV [1].

Para a rede, são necessários: detectar ilhamento (caso de falha da rede de CA e continuidade da conexão do sistema de geração PV); limitar a injeção de corrente contínua

na rede de CA; elevados índices de qualidade de energia no ponto de conexão; isolação galvânica (obrigatório em alguns países); aterramento e segurança.

Para as células PV são importantes: extração da máxima potência, operando no Ponto de Máxima Potência (MPP – *Maximum Power Point*), para tanto, o *ripple* (ondulação) de tensão deve ser usualmente inferior a 8,5%; como a potência instantânea injetada na rede é pulsante no dobro da sua frequência, o estágio inversor precisa de desacoplamento de potência, a fim de que a potência instantânea drenada dos painéis PV seja aproximadamente constante.

Para o usuário são convenientes: custo acessível; menor tempo para o retorno do investimento (elevada eficiência do sistema); alta confiabilidade do sistema (longa vida útil e baixo custo de manutenção); segurança operacional (aterramento do painel e isolação para elevados níveis de tensões); facilidade na instalação e na operação.

1.2.1. Extração da Máxima Potência dos Painéis PV

Os conversores para aplicações em sistemas de geração PV devem trabalhar com MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) [2], que são implementados através de algoritmos para o rastreamento da máxima potência possível de ser extraída do painel. Como o ponto de operação varia constantemente, este rastreamento é fundamental para o máximo aproveitamento nas diferentes condições de irradiação e temperatura, que mudam a curva de tensão e corrente do módulo PV. Desta forma, é possível aumentar o retorno do investimento. No entanto, existem diversos algoritmos de MPPT com desempenhos diferentes. Os melhores algoritmos podem aumentar o percentual de energia aproveitada durante o mesmo período, mas também podem aumentar o custo do conversor pela necessidade de maior número de sensores ou de um circuito de controle mais complexo. Também existe a questão de alguns algoritmos possuírem dependência paramétrica do painel, sendo que para cada módulo PV, necessitam de ajustes para manter o desempenho. Os algoritmos mais conhecidos capazes de rastrear o ponto ótimo, independente do painel, são os de Perturbação e Observação P&O [3]. No entanto, estes apresentam problemas de tempo de resposta e versões modificadas surgiram para minimizar estes problemas. A topologia do conversor também pode influenciar no desempenho do MPPT, permitindo uma

resposta dinâmica rápida e armazenagem de energia interna, quando necessário. Estes algoritmos serão descritos mais detalhadamente no capítulo 2 deste trabalho.

1.2.2. Conexão com a rede e Anti-ilhamento

A operação do conversor conectado à rede [1] necessita de controle preciso da potência injetada e também da frequência para permitir o sincronismo e conexão após o funcionamento do conversor. O controle da potência é feito pelo controle do ângulo de potência em grandes geradores, no entanto, para pequenas potências, o controle pelo ângulo necessitaria de uma indutância de conexão muito elevada para que variações muito pequenas de ângulo não resultassem em grandes variações de potência. Assim, torna-se mais conveniente e confiável o controle da potência pela corrente injetada na rede. O sincronismo com a frequência da rede é um procedimento ainda mais comum, para o qual normalmente se utiliza um circuito para travamento de fase das tensões (rede e conversor), denominado PLL (*Phase Locked Loop*).

Outro algoritmo importante para sistemas com conexão à rede é o de anti-ilhamento[4], que possibilita ao conversor detectar uma situação de falha no fornecimento de energia elétrica (falha da rede de CA), desconectando-o da rede, para que, por segurança, parte da mesma não seja mantida energizada. Existem, no entanto, diversos métodos para tentar detectar o ilhamento, sendo os mais simples os passivos baseados na verificação da regulação de tensão e de frequência, atuando no case de divergências acima do esperado. Contudo, os passivos não garantem que o ilhamento seja detectado em condições de equilíbrio de carga, resultando na necessidade de métodos ativos. Os métodos ativos são mais rápidos, porém mais complexos e atuam gerando pequenos distúrbios na rede elétrica. Quanto mais rápido, geralmente maior é o distúrbio gerado. Há ainda outros métodos baseados em protocolos de comunicação, em função de ocorrências de falhas em dispositivos da rede, que não serão detalhados neste trabalho, uma vez que os mesmos não são aplicáveis para baixas potências, por restrições atuais de custos. Os principais métodos de anti-ilhamento serão detalhados no capítulo 3 deste trabalho, que trata da conexão com a rede.

1.2.3. Controle e Proteções

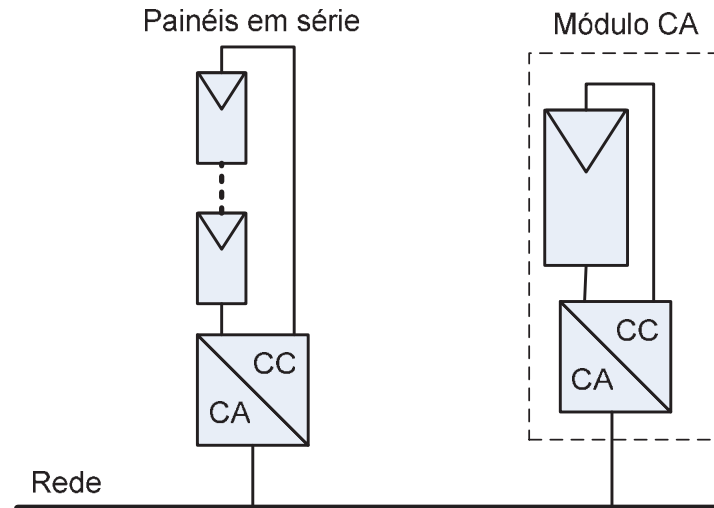
O maior desafio para os circuitos de controle está nas elevadas frequências e elevados ganhos exigidos para os mesmos, dificultando a implementação na forma digital [5]. Malhas *feedfoward* podem ser utilizadas como uma solução para alcançar alta rejeição de distúrbio com malhas realimentadas (*feedback*), ajustadas apenas para o rastreamento nas frequências desejadas, e, com menores ganhos. Elas também propiciam o desempenho constante, independente das não linearidades do circuito, em diferentes pontos de operação. Uma vez garantido o rastreamento das tensões e correntes e a estabilidade do conversor, algumas proteções básicas como sobrecarga, sobretensão e subtensão são também requisitos importantes para manter o bom funcionamento do conversor.

1.3. TOPOLOGIAS DE CONVERSORES PARA SISTEMAS PV

No princípio das aplicações práticas para sistemas PV, era comum a utilização de grandes associações séries e paralelo de módulos fotovoltaicos concentrados em um único conversor. Este tipo de arranjo é muito ineficiente em função da necessidade de inserção dos diodos em série com os módulos e em função da má distribuição de potência entre os mesmos. Nestes casos, a interface com a rede CA geralmente feita era com inversores não-autônomos à tiristores, afetando a qualidade de energia e não permitindo o funcionamento sem a rede. Esta filosofia está ultrapassada e, em alguns países, a utilização deste tipo de estrutura não é mais permitida. As necessidades de isolação galvânica e aterramento duplo (painel/entrada e carga/saída) são também requisitos de segurança que têm sido exigidos.

Todas as características de qualidade esperadas para os conversores tendem a aumentar o seu custo. Por outro lado, a escolha de topologias direcionadas a conjuntos série de painéis, permite o aumento da eficiência e o melhor aproveitamento, trabalhando no MPPT do painel. Outro grande avanço para os conversores de pequenas potências é a integração de estágios, permitindo a elevação da tensão e a conversão para CA em uma única estrutura de potência, com o objetivo de elevar a eficiência e a modularidade da instalação. Para potências maiores, os painéis podem ser associados em série, eliminando a necessidade de elevação da tensão e do respectivo estágio/conversor elevador. Neste contexto, um único conversor, chamado de

microinversor, é integrado ao painel fotovoltaico, denominando-se Módulo CA [1], onde o sistema pode ser conectado diretamente à rede, como mostra a Figura 1.1.

Figura 1.1- Principais estratégias atuais para o processamento de energia de origem fotovoltaica.

Fonte: Galotto Junior (2011)

O Módulo CA possui a vantagem de realizar melhor o controle no ponto ótimo do painel e a facilidade de instalação. A vida útil do conversor atualmente incompatível com a vida útil do painel e a operação em altas temperaturas são desvantagens destes módulos. A alta temperatura de operação pode ser compensada se o microinversor não estiver acoplado ao painel ou se o dimensionamento térmico estiver apropriado. Desta forma, o aumento da vida útil do inversor tem sido visto como o principal desafio tecnológico [6].

1.4. METODOLOGIA E ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Inicialmente, no capítulo 2, serão apresentados em detalhes os principais algoritmos de rastreamento de máxima potência para possibilitar a comparação e a seleção do método mais apropriado para ser utilizado nos conversores propostos neste trabalho.

No capítulo 3 estão detalhados os algoritmos de anti-ilhamento, suas principais características, vantagens e desvantagens, assim como, a metodologia de sincronismo e paralelismo com a rede.

No capítulo 4 são discutidas as principais características das topologias de potência para os conversores aplicados a sistemas de geração PV. São propostos novos conversores que integram ações elevadora e inversora, para aplicações conectadas e isoladas, detalhando-se seus equacionamentos e apresentando-se resultados de simulação para o sistema completo. Estas análises permitirão o dimensionamento dos conversores propostos e a comparação das alternativas atuais em relação às topologias integradas.

No capítulo 5, são apresentados os principais resultados experimentais para algumas das estruturas integradas propostas, considerando-se a possibilidade de operação isolada e/ou conectada com a rede de distribuição de CA em baixa tensão.

Finalmente, no capítulo 6, são apresentadas as conclusões finais para o trabalho e a proposta de continuidade para a conclusão da Tese.

2. ALGORITMOS DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT)

Os métodos de rastreamento do ponto de máxima potência absorvível dos painéis PV são chaves para a obtenção do máximo aproveitamento fotovoltaico e, consequentemente, o máximo retorno de investimento em uma instalação fotovoltaica. Este capítulo apresentará os principais métodos existentes, seus princípios de funcionamento e os resultados esperados. Por fim, apresenta-se uma comparação entre estes métodos, a qual facilitará na escolha do mais adequado para a aplicação desejada.

2.1. INTRODUÇÃO AOS MÉTODOS DE MPPT

Atualmente, existe uma grande variedade de algoritmos para o rastreamento do ponto ótimo de potência absorvível de painéis PV [2-22]. A maioria deles é resumida da literatura como P&O (*Perturb and Observe*, Perturbar e Observar) [3], por descrever exatamente a base do funcionamento destes algoritmos. Entretanto, esta nomenclatura é muito abrangente e não define um único tipo de metodologia. Os métodos são basicamente divididos em *off-line* e *on-line* [2]. Os primeiros se baseiam em conhecimentos prévios das fontes e o ponto ótimo é ajustado ocasionalmente. Ao contrário, nos métodos on-line o ajuste do ponto ótimo é feito continuamente.

Entre os métodos off-line podem ser citados: Razão cíclica fixa [2] e métodos baseados em modelo [7]. Também podem considerar as condições atmosféricas [8]. Apesar de serem métodos muito simples e, normalmente, não necessitarem de sensoriamento, sendo de baixo custo, a baixa precisão de rastreamento levará a uma operação menos eficiente do painel PV. A utilização de circuitos adicionais com métodos mais precisos pode compensar o custo e levar a redução do tempo de retorno.

Os métodos on-line são os principais analisados neste trabalho, pelo fato de serem os mais adequados para responder rapidamente às variações atmosféricas e capacidade de resultar na máxima eficiência para os painéis. Podem ser citados os métodos: Tensão constante [9], por derivada da tensão [10], escalada (Hill Climbing) [3] e diversos similares modificados [11], com otimizações [12] e [13], redução de sensores [10] ou sistemas preditivos e adaptativos [14]. Outro método semelhante ao Escalada é a Condutância Incremental (InC) [15], [16] e [17]. O método beta [18], apesar de não ser muito encontrado nas referências, é um método de complexidade média com resultados comparáveis aos melhores métodos. Os métodos da oscilação do sistema, apresentados em [19], [20] e [21], e os com correlação do *ripple*, em [22] e [23], são citados como os mais rápidos utilizados atualmente. Basicamente, cada método busca descobrir se a corrente do painel precisa aumentar ou diminuir de modo a aumentar a transferência de potência. Geralmente, a variação da corrente é feita em degraus constantes. A possibilidade de produzir degraus de correntes variáveis leva ao melhoramento dos métodos como a escalada modificada e o InC. de passo variável. Inclusive, técnicas de I.A. (Inteligência Artificial) como *fuzzy* são utilizadas para a determinação do passo nestes algoritmos. Mais exemplos das aplicações destes métodos em instalações e geração distribuída podem ser encontrados em [24], [25], [26] e [27].

Os métodos podem ser comparados com relação à precisão do rastreamento do ponto ótimo em regime permanente, à velocidade da resposta, à facilidade e ao custo de implementação. Geralmente, mesmo os métodos mais lentos possuem velocidade de rastreamento suficiente para a maioria das aplicações, e, o custo está basicamente relacionado ao número de sensores. Entretanto, o maior número de sensores tende a melhorar a eficiência do rastreamento, o que pode compensar o custo adicional.

Em resumo, a variedade de métodos é grande e a diferença entre vantagens e desvantagens entre eles é tênue. Boa parte deles são derivações de métodos básicos, onde melhorias são propostas. Nesta seção, serão apresentados os métodos mais usuais e serão feitas comparações entre os mesmos, semelhante ao apresentado em [2] e [28].

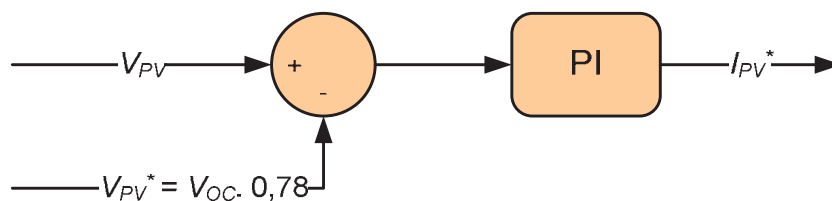
2.2. DETALHAMENTO DOS MÉTODOS DE MPPT

2.2.1. Razão cíclica fixa

A razão cíclica fixa representa o método mais simples por não necessitar de nenhuma realimentação. Neste método, a resistência aparente da carga é ajustada uma única vez para a potência máxima do painel e não é ajustada novamente, ou seja, este é um método *off-line*. Apesar de ser o método mais improvável para utilização, ele se torna uma boa referência de pior caso para comparação de desempenho com os demais métodos.

2.2.2. Tensão constante

Este método necessita apenas do sensoriamento da tensão de saída do painel e o seu funcionamento se baseia apenas no rastreamento da tensão de saída para uma referência entre 70% até 80% da tensão de circuito aberto. Este nível de tensão aproxima-se do ponto máximo de potência dos painéis, sendo que apenas a tensão de circuito aberto precisa ser previamente conhecida (geralmente na inicialização a vazio). Apesar de ser muito simples e preciso, a aproximação do ponto máximo de potência gera uma imprecisão que leva à perda de eficiência. O modelo para este método está representado na Figura 2.1.

Figura 2.1- Modelo do método de tensão constante.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Portanto, este método consiste apenas em uma malha fechada para a regulação da tensão no painel simplesmente invertendo o sinal de realimentação em virtude de sua resposta inversamente proporcional ao aumento da corrente. Para temperatura constante, a tensão no ponto máximo de potência varia muito pouco, porém, com a variação da temperatura esta tensão é alterada. Melhorias neste método utilizam um sensor de

temperatura do painel para realizar uma correção na referência de tensão V_{PV}^{*} [29], elevando o desempenho do rastreamento.

2.2.3. Escalada (Hill Climbing) ou P&O

Este provavelmente é o método mais conhecido na literatura [3], também conhecido como Perturbação e Observação. Ele consiste na busca do ponto máximo de potência através das derivadas da potência e da tensão, o que deu origem ao nome desta técnica. A sua lógica de funcionamento pode ser resumida na Tabela 2.1.

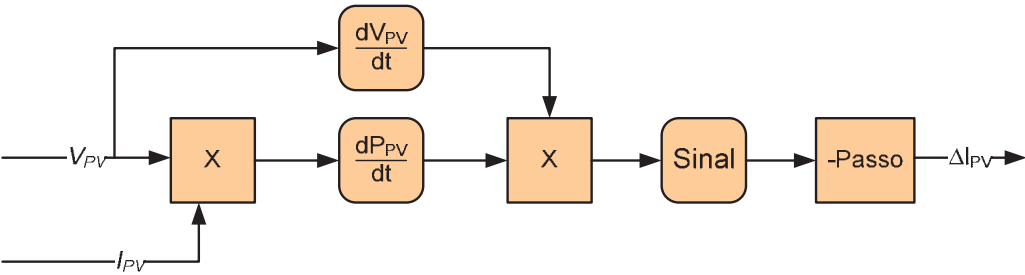
Tabela 2.1- Lógica do algoritmo de escalada

$\frac{dP_{PV}}{dt} = \frac{d(V_{PV}.I_{PV})}{dt}$	$\frac{dV_{PV}}{dt}$	**Sentido da corrente**
+	-	Aumenta
-	+	Aumenta
-	-	Diminui
+	+	Diminui

Uma vez que o sentido para a variação da corrente é conhecido, a corrente é variada a uma taxa constante. Esta taxa é um parâmetro que deve ser ajustado para possibilitar o balanço entre a resposta mais rápida, com a menor oscilação em regime permanente. Quando este passo é variável, o método é chamado de escalada modificada, onde pode ser alcançada uma resposta rápida e com pouca oscilação.

A Figura 2.2 mostra o modelo deste método, que necessita das leituras da tensão e da corrente do painel indicadas como entradas do modelo. Com eles, são calculadas as derivadas de tensão e de potência utilizando um bloco de derivada discreta (diferença) e em seguida é calculado o produto dos sinais da derivada que fornece a lógica negada apresentada na Tabela 2.1.

O sinal negativo do passo corrige o sentido de variação da corrente. Um bloco integrador pode ser colocado em seguida para fazer o papel de incremento ou decremento da corrente do painel em função da variação calculada.

Figura 2.2- Modelo do método de escalada.

Fonte: Galotto Junior (2011)

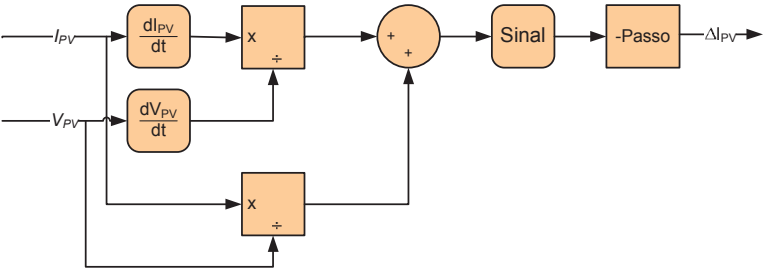
2.2.4. Condutância incremental (InC)

Este método muda a maneira de detecção do sentido de variação da corrente para o ponto ótimo de potência. A Tabela 2.2 mostra a lógica deste método.

Tabela 2.2- Lógica do algoritmo de escalada

$\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} + \frac{I_{PV}}{V_{PV}}$	**Sentido da corrente**
+	Diminui
-	Aumenta

A variação da corrente também é feita em passo constante, por isso as suas respostas tendem a ser muito parecidas com os métodos de escalada. Da mesma forma, há diversos aprimoramentos com passo variável que melhoram a resposta deste algoritmo. O modelo para este método está apresentado na Figura 2.3.

Figura 2.3- Modelo do método de Condutância Incremental (InC).

Fonte: Galotto Junior (2011)

Comparando com o método da escalada pode ser verificado que a única diferença entre eles está na forma de cálculo do sentido de variação da corrente para o aumento da potência.

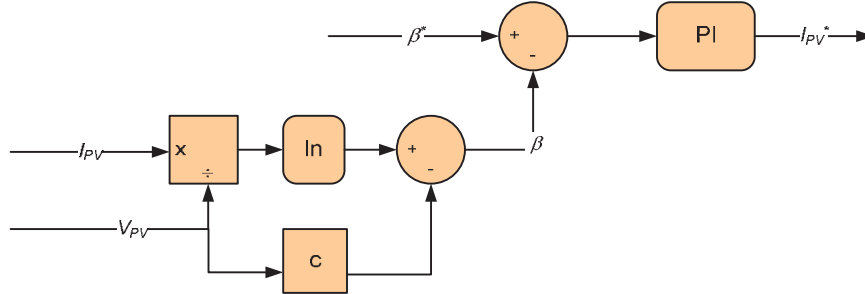
2.2.5. Método beta

O método beta [18] consiste na aproximação do ponto de máxima potência por meio do equacionamento de uma variável intermediária β, definida em (2.1).

$$\beta = \ln(I_{PV} / V_{PV}) - c.V_{PV} \tag{2.1}$$

Onde $c = (q/ (\eta kTN_s))$ é uma constante como descrita em [2].

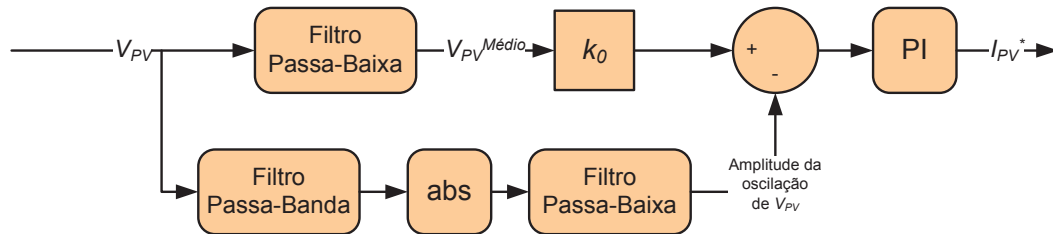
Conforme as condições de operação do painel mudam o valor do β no ponto ótimo de potência permanece quase constante. Desta forma, o β pode ser continuamente calculado através da tensão e da corrente do painel, realimentado uma malha fechada convencional com referência (β^*) constante, como mostra a Figura 2.4.

Figura 2.4- Modelo do método β.

Fonte: Galotto Junior (2011)

2.2.6. Oscilação do sistema

Este método se baseia nos princípios da máxima transferência de potência e utiliza as oscilações para determinar o ponto ótimo de operação [19]. No ponto ótimo a razão entre a amplitude da oscilação e o valor médio da tensão é constante. A sua implementação é caracterizada basicamente pela utilização de filtros, como mostra a Figura 2.5. A constante k_0 apresentada na figura é a que relaciona o valor médio da tensão e a amplitude da oscilação e deve ser ajustada para que atinja o ponto ótimo. Sua vantagem está na necessidade exclusiva

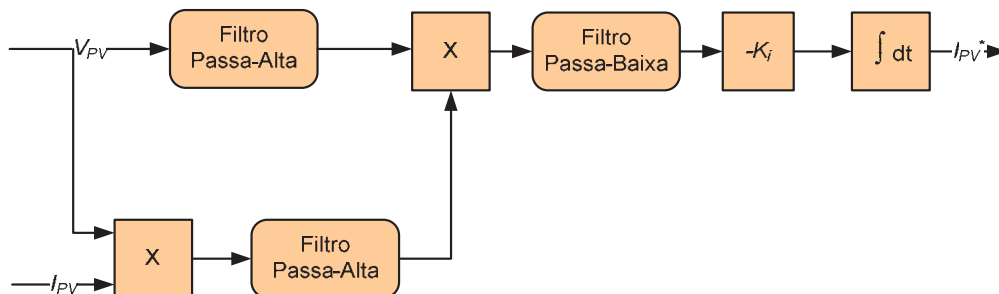
da medição da tensão do painel e a sua implementação pode ser feita facilmente com circuitos analógicos.

Figura 2.5- Modelo do método da oscilação do sistema.

Fonte: Galotto Junior (2011)

2.2.7. Correlação do ripple

O método da correlação do *ripple* [22], [23] é semelhante ao método da oscilação do sistema. Mas, ao contrário do método anterior, o *ripple* de potência também é utilizado. Neste caso, são necessários os sensores de tensão e de corrente.

O método relaciona a derivada da potência durante o ripple de chaveamento do conversor com a derivada da corrente ou da tensão. Inicialmente, a oscilação de tensão ocorre defasada de 180º em relação à oscilação de potência. Ao ultrapassar a corrente do MPP, então as oscilações de tensão e potência ficam em fase. No ponto de máxima potência, as oscilações de tensão e de potência ficam defasadas de 90º e o seu produto é igual a zero, indicando o ponto de estabilidade do controle. Existem algumas variações para a implementação deste método [23], mas um dos modos mais simples de acordo com o descrito está ilustrado no diagrama de blocos da Figura 2.6.

Figura 2.6- Modelo do método da correlação do *ripple*.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Este método é geralmente descrito como o mais rápido, possibilitando uma resposta próxima à frequência de chaveamento. Entretanto, a diferença de velocidade em relação ao método de oscilação do sistema ou mesmo o método β pode não ser significativa para muitas aplicações.

2.3. MEDIÇÕES DE DESEMPENHO

Com o objetivo de comparar e adequar apropriadamente cada algoritmo de acordo com os propósitos deste trabalho de tese, torna-se necessário adotar medidas de desempenho que possam ser utilizadas como critérios de comparação. Além das medidas típicas de respostas dinâmicas como erro em regime permanente, *overshoot* e tempo de assentamento, também há métricas adicionais que são utilizadas nestes casos. Como a energia transmitida é essencial neste trabalho, uma medida muito importante é o fator de rastreamento [2], que trata do percentual de energia disponível que foi convertida. O *ripple* de tensão em regime permanente também é de vital importância, pois há um limite de *ripple* para que o painel permaneça, efetivamente, no ponto de máxima potência. Outros fatores como a facilidade de implementação, número de sensores e custo também são desejáveis.

2.4. MODELO DE CÉLULAS FOTOVOLTAICAS

2.4.1. Modelo Algébrico

O modelo utilizado neste trabalho baseia-se no apresentado em [27] para *Simulink* (*MatLab*). Este é originalmente uma fonte de corrente variável em função da tensão de saída, irradiação e da temperatura. A Figura 2.7 mostra como foi utilizado o bloco de função do Matlab no Simulink para a aplicação do painel como fonte. A capacitância utilizada é a capacitância intrínseca do painel ou a capacitância de desacoplamento. A Tabela 2.3 apresenta as especificações do painel escolhido para levantar os resultados de simulação. O painel com estas especificações possui as curvas apresentadas na Figura 2.8.

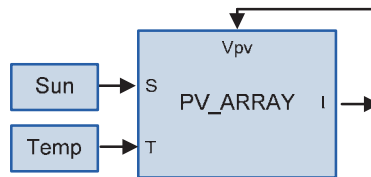
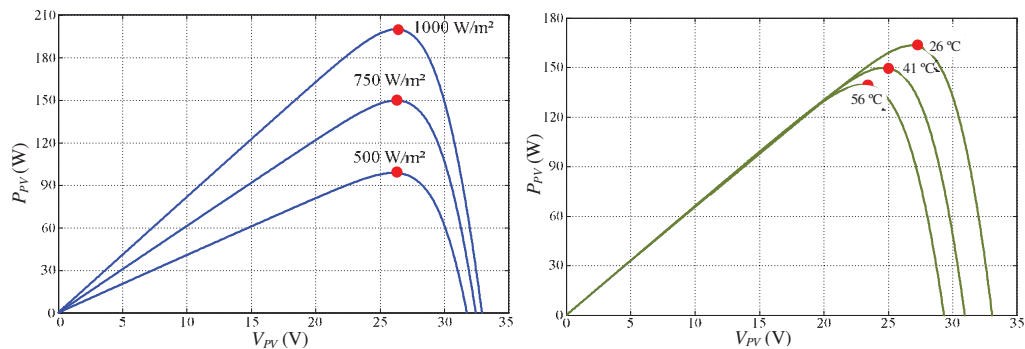
Figura 2.7- Modelo avaliado em *simulink*.

Fonte: [28].

Tabela 2.3- Especificações do painel escolhido para as simulações.

Item	Valor
Potência máxima	P_{max} = 200 Wp
Tensão no MPP	V_{MPP} = 26.3 V
Corrente no MPP	I_{MPP} = 7.61 A
Tensão de circuito aberto	V_{oc}= 32.9 V
Corrente de curto-circuito	I_{sc} = 8.21 A
Coeficiente de temperatura de I_{sc}	$\alpha = 3.18 \times 10^{-3}$ A/°C

Figura 2.8- Curvas de Potência x Tensão para variações de irradiação e temperatura.

Fonte: [28].

2.5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DOS MÉTODOS

O modelo por valores médios do conversor CC/CC Boost foi utilizado para simular a variação de carga controlada em *Simulink*. Foi adicionada uma oscilação no modelo médio, através da multiplicação da entrada com um sinal triangular em alta frequência, para representar o efeito do *ripple* como um ruído. Os parâmetros do conversor utilizado estão detalhados na Tabela 2.4.

Tabela 2.4- Parâmetros do conversor boost utilizado para simulação

Parâmetros	Valor
Indutância	100 mH
Capacitância	10 mF
Resistência de carga	10 Ω
Frequência	1 kHz

Todas as simulações foram realizadas considerando as mesmas variações de temperatura e incidência do painel, com degraus positivos e negativos. A referência de potência máxima é destacada nas linhas tracejadas das figuras 2.9 a 2.16.

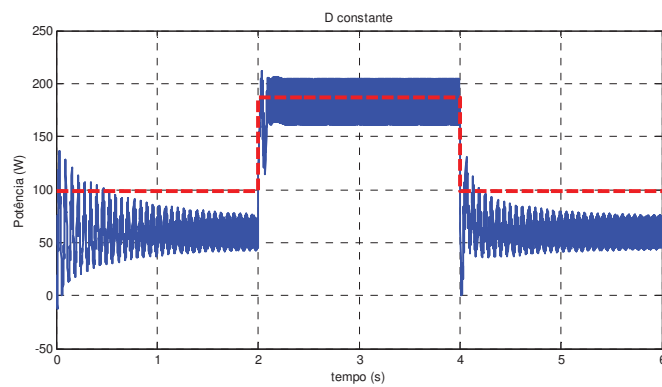
Figura 2.9- Método da razão cíclica constante (malha aberta).

Fonte: Galotto Junior (2011)

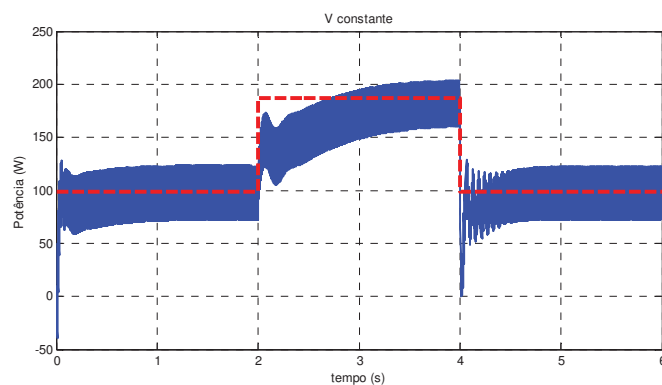
Figura 2.10- Método da tensão constante.

Fonte: Galotto Junior (2011)

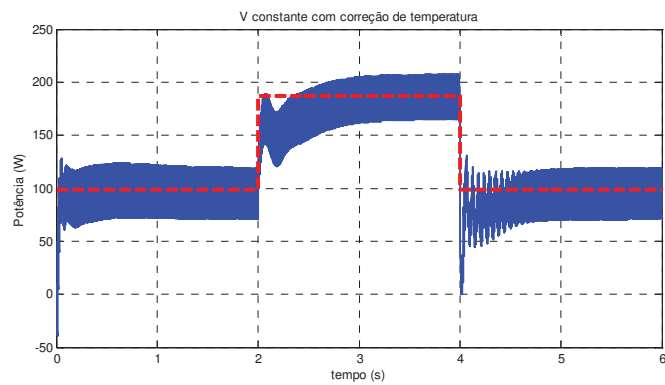
Figura 2.11- Método da tensão constante.

Fonte: Galotto Junior (2011)

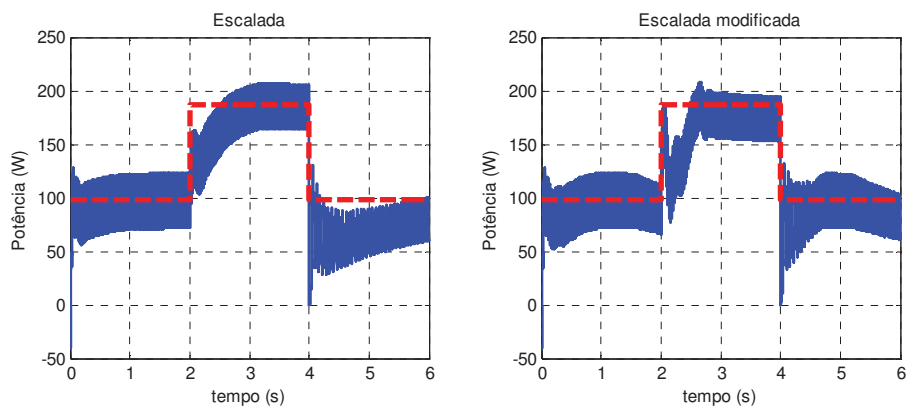
Figura 2.12- Método escalada (*climbing hill*).

Fonte: Galotto Junior (2011)

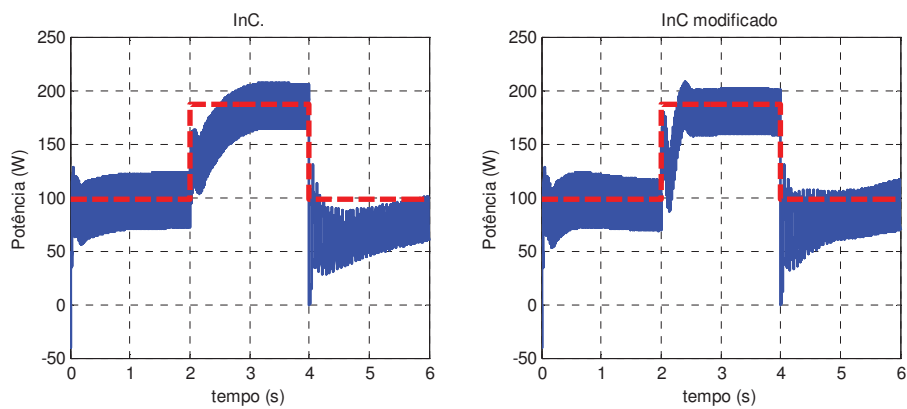
Figura 2.13- Método de condutância incremental.

Fonte: Galotto Junior (2011)

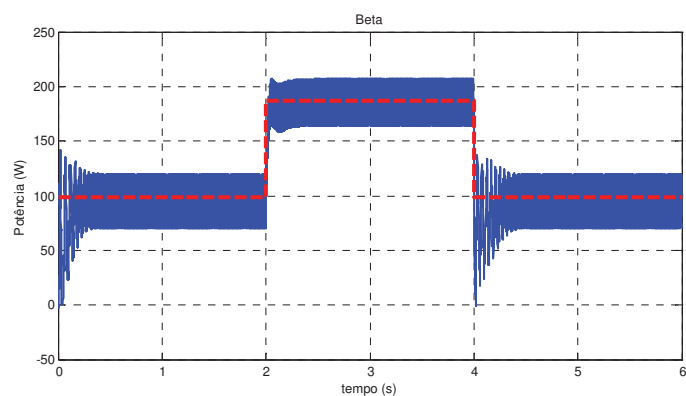
Figura 2.14- Método β.

Fonte: Galotto Junior (2011)

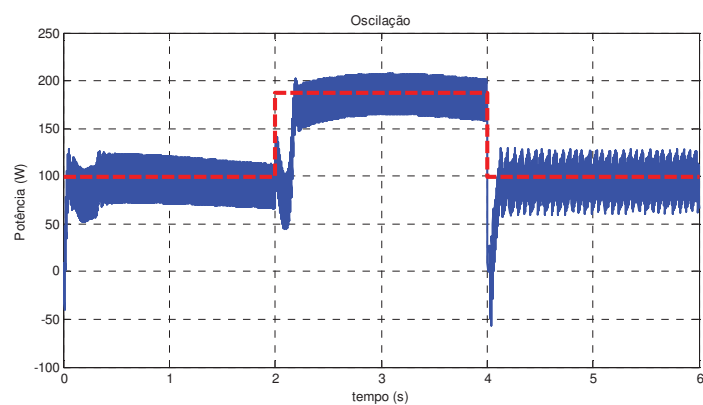
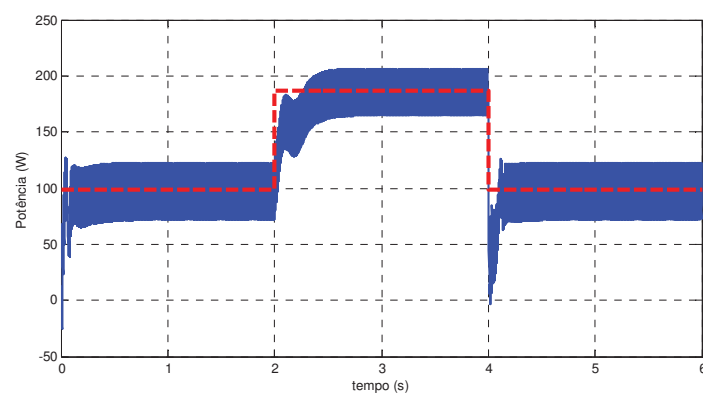
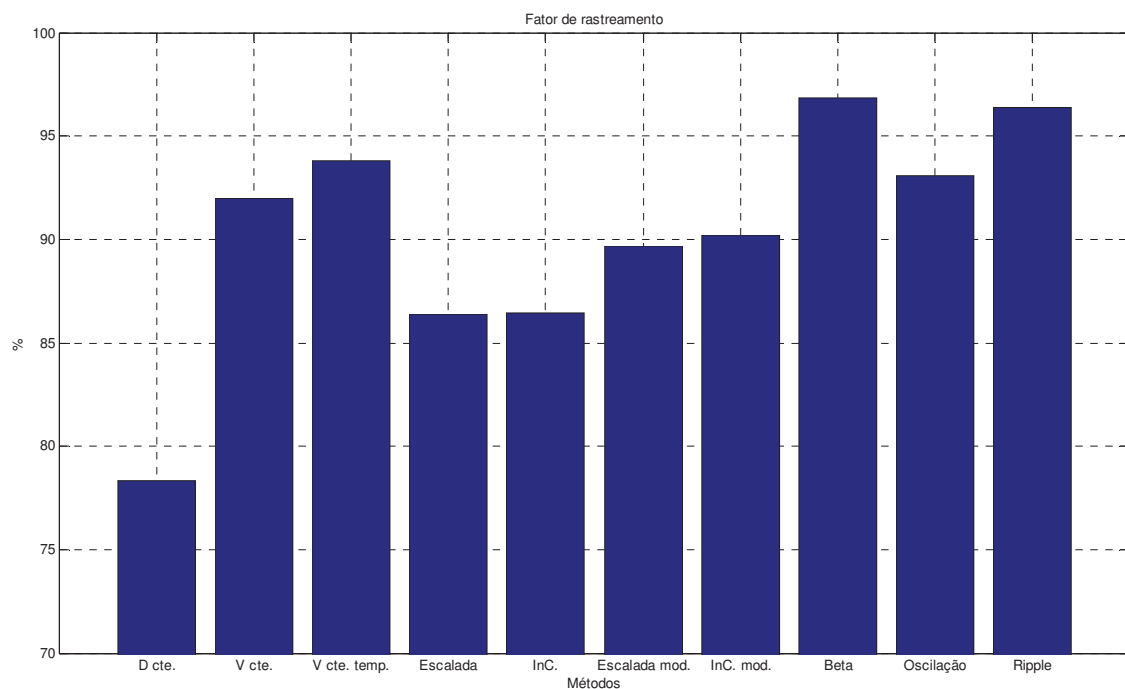
Figura 2.15- Método da oscilação do sistema.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Figura 2.16- Método da correlação do *ripple*.

Fonte: Galotto Junior (2011)

2.6. COMPARAÇÃO DOS MÉTODOS

O Fator de Rastreamento (FR) de cada método, apresentado na Figura 2.17, mostra a energia aproveitada do painel em relação à disponível no período da simulação. A razão cíclica constante mostra o pior caso, onde mais de 20% da energia não é aproveitada. O método β apresentou o melhor resultado atingindo mais de 95% de aproveitamento para as condições de simulação.

Figura 2.17- Fator de rastreamento dos métodos de MPPT.

Fonte: Galotto Junior (2011)

A Tabela 2.5 mostra uma comparação numérica e qualitativa entre os métodos apresentados. Além do fator de rastreamento, também é importante saber a quantidade de sensores necessários, a complexidade de implementação e a dependência de parâmetros do painel. Uma tabela semelhante a esta é apresentada em [2]. O método beta foi considerado de complexidade alta devido ao cálculo logarítmico de sua equação.

Tabela 2.5- Comparação geral dos métodos de MPPT.

Método	F.R.	Sensores	Complexidade de Implementação	Dependente de parâmetros do painel?
D cte.	78,4%	Nenhum	Mais baixa	Sim
V cte.	92,0%	V_{PV}	Baixa	Sim
V cte. e temperatura	93,8%	V_{PV}, T_{PV}	Média	Sim
Escalada	86,4%	V_{PV}, I_{PV}	Baixa	Não
InC.	86,4%	V_{PV}, I_{PV}	Média	Não
Escalada modificada	89,7%	V_{PV}, I_{PV}	Média	Sim
InC. modificado	90,2%	V_{PV}, I_{PV}	Média	Sim
β	96,9%	V_{PV}, I_{PV}	Alta	Sim
Oscilação	93,1%	V_{PV}	Baixa	Sim
Ripple	96,4%	V_{PV}, I_{PV}	Média	Não

2.7. CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou a avaliação dos principais métodos de rastreamento da máxima potência (MPPT). Muitos outros métodos baseados em inteligência artificial e processamento de sinais ou com estimadores de parâmetros para permitir que os métodos dependentes do painel sejam automaticamente ajustados não foram avaliados neste trabalho. No entanto, a metodologia apresentada é suficiente para auxiliar na escolha do MPPT indicado a cada aplicação. Geralmente, a melhoria do fator de rastreamento implica no aumento do número de sensores ou no aumento da complexidade de implementação. Os métodos dependentes dos parâmetros do painel podem ser mais adequados aos inversores de módulos CA, onde o inversor está dedicado a um painel específico. Para estes métodos, a mudança das características do painel, seja por troca, por envelhecimento ou por desgaste, implicará na redução do desempenho. Os métodos de oscilação e tensão constante

apresentam bons resultados de rastreamento utilizando somente o sensor de tensão e podem ser implementados em circuito analógico.

Se o número de sensores não for limitante no projeto, o método de correlação do ripple é bastante satisfatório quanto ao rastreamento e ainda garante boa independência em relação aos parâmetros dos painéis.

3. OPERAÇÃO COM CONEXÃO À REDE DE CA

A utilização das células fotovoltaicas desconectadas da rede elétrica de distribuição convencional em CA foram as primeiras a serem aplicadas, considerando a possibilidade de geração de energia em locais remotos ou desprovidos de conexão com o sistema de distribuição em CA. No entanto, o custo da instalação é elevado, sendo que um dos fatores que impactam tal sistema é a necessidade de armazenagem de energia, em baterias, e seus circuitos de controle de carga. Para aplicações conectadas à rede, o armazenador e seus circuitos de carregamento não são mais necessários. Isto garante o máximo aproveitamento de energia do painel, melhora a vida útil do sistema e reduz os custos, resultando em grandes vantagens para estas aplicações. Entretanto, para operar ligados à rede elétrica, vários outros requisitos de segurança e controle devem ser atendidos. Estes requisitos serão analisados neste capítulo.

3.1. PERSPECTIVAS DAS GERAÇÕES FOTOVOLTAICAS

O futuro de mercado das células fotovoltaicas ainda não está definido, mas tem-se observado fortes tendências para sua ampliação [1, 24-27], principalmente, para a operação conectada à rede elétrica, a qual é o foco deste trabalho. Nestas aplicações, o custo das células se justificará pela redução da sobrecarga da rede, melhoria da qualidade de energia e da confiabilidade do abastecimento. Com o desenvolvimento humano, há um crescimento na demanda de energia elétrica e nas exigências pela qualidade desta energia. Desta forma, os investimentos nas redes elétricas, para que possam atender os requisitos dos consumidores, poderão se tornar competitivos com aqueles para a instalação de painéis fotovoltaicos. Assim, a rede se tornaria um meio de comercialização de energia, como já se verifica em alguns países, em oposição ao modelo atual brasileiro, que é apenas de abastecimento. Neste contexto, os painéis e os conversores eletrônicos poderão ser de propriedade e controle da concessionária, do consumidor, ou, compartilhada, havendo múltiplas alternativas técnicas e econômicas que dependem atualmente de legislações e incentivos existentes.

Neste trabalho, alternativas técnicas são propostas de forma que possam reduzir custos e maximizar o desempenho, aumentando o interesse, a atratividade e acelerando este processo de implantação de sistemas de geração fotovoltaica.

Certamente, o estudo da geração fotovoltaica com rastreamento do ponto ótimo de potência também precisa ser complementado com as técnicas de conexão com a rede elétrica. Nestes requisitos estão incluídas a eficiência, a segurança e a estabilidade em operação normal e em condições de contingência da rede, com energizações parciais e isoladas, conhecidas como ilhamento [30].

3.2. SINCRONISMO

Durante a evolução das redes elétricas de distribuição, a corrente alternada foi escolhida pela grande flexibilidade na elevação e redução de tensão, com segurança pela isolação galvânica e robustez dos transformadores. Para as máquinas rotativas, a corrente alternada é a mais usual seja em geradores ou motores, que por sua natureza e funcionando em CA podem trabalhar com relativa facilidade em sincronismo e paralelismo com a rede. Claramente, este não é o caso das células fotovoltaicas, que precisam dos conversores estáticos para o processamento da energia, enquadrando-se desta forma na natureza oscilatória exigida pela rede elétrica em CA.

Para realizar a conexão entre duas fontes de tensão senoidais, é imprescindível que a frequência e a fase destas tensões sejam as mesmas no instante da conexão evitando circulação de corrente entre as fontes. Estas normalmente são identificadas por PLL ou pelo cruzamento por zero da tensão. Após o alcance do sincronismo e o início da conexão à rede, inicia-se a transferência de potência, que pode ser realizada com variados algoritmos de controle.

A frequência da rede elétrica varia levemente ao longo do dia, requerendo que esta seja acompanhada constantemente pelo conversor. Pequenas diferenças na frequência podem levar a descolamentos de fase, variando a potência fornecida para a rede.

O controle de potência pela fase ou ângulo de potência entre duas fontes de tensão alternada é o mais comum entre grandes geradores, porém, em pequenos conversores, a impedância de conexão precisa ser muito grande para que ângulos muito pequenos não transfiram grandes potências. Além deste fato, o controle fica mais suscetível à instabilidade, ameaçando a confiabilidade e a segurança do conversor. A segunda alternativa é realizar a conexão por meio de uma topologia e controle com características de fonte de corrente. A corrente pode ser modulada diretamente com a forma da tensão da rede, garantindo unicamente a transferência de potência ativa. Para evitar a propagação de distorções entre tensão e a corrente injetada, a referência de corrente também pode ser obtida por meio de um PLL. Em operação normal, o valor eficaz da corrente é aumentado até transferir a potência máxima do painel.

Portanto, o sistema de conversão estática para a geração fotovoltaica deve atender a diversos requisitos: ter baixa distorção harmônica para a corrente injetada na rede; a injeção de potência pulsante não pode aparecer na corrente do painel; em alguns países são exigidos isolação galvânica e aterramento duplo; injeção nula de corrente contínua na rede; e grande estabilidade.

Obviamente, como já discutido, outro requisito muito importante é o controle para que não haja a operação do sistema elétrico em ilhas e, para tanto, vários algoritmos anti-ilhamento têm sido propostos, como os descritos na próxima seção.

3.3. ANTI-ILHAMENTO

Com o aumento da Geração Distribuída (GD) nos sistemas elétricos de muitos países, os comportamentos das redes têm sido modificados, inclusive em condições de falta. Ao ocorrer uma falha no gerador ou em alguma linha de alimentação principal, nos sistemas de distribuição convencionais em CA, o suprimento de energia é interrompido. Mas, com a presença de GD na rede, as cargas podem continuar sendo abastecidas por estes geradores secundários, formando “ilhas” de frações da rede elétrica energizadas, porém, isoladas do sistema elétrico principal. A princípio, do ponto de vista da confiabilidade e continuidade do abastecimento, a operação do sistema elétrico em ilhas é benéfico. Porém, os sistemas

elétricos contemporâneos, bem como o pessoal responsável pela sua operação e manutenção, não estão preparados para este modo de funcionamento e a norma IEEE 929-1988 [31] exige a desconexão dos GD na ocorrência de falhas da rede.

O ilhamento poderia levar a vários problemas, tais como:

- Ameaça à segurança dos técnicos pela dificuldade na identificação das linhas energizadas;
- A tensão e a frequência podem não se manter dentro dos níveis tolerados;
- O aterramento do GD pode não ser adequado para o sistema ilhado;
- Os religadores automáticos poderiam fechar fora de fase, levando a potenciais danos a equipamentos da rede e dos consumidores.

Por estas razões, há diversos algoritmos elaborados para detectar o ilhamento, desconectando a GD da rede em CA e/ou desligando completamente o sistema de GD, para atender requisitos de segurança e normas específicas. A extinção rápida do ilhamento é a solução de curto prazo para os problemas mencionados. Evidentemente, há alternativas em longo prazo para que estes problemas sejam sanados sem que haja a necessidade de eliminação da operação em ilha. Deste modo, as redes com GD seriam fortalecidas, aumentando a estabilidade e a regulação, mesmo em condições de falhas, reduzindo drasticamente a ocorrência de blecautes e/ou melhorando-se os índices de desligamento. Em um prazo não tão longo, a conexão à rede pode ser interrompida ao detectar o ilhamento, sem desligar o sistema de GD, de tal forma a manter o abastecimento de cargas locais.

Os métodos anti-ilhamento existentes se dividem em remotos, locais passivos ou locais ativos, como em [4], [32] e [33]. Os passivos consistem em proteções usuais com o uso de relés de sub e sobre-tensões, disjuntores e fusíveis. Os métodos ativos se baseiam na atuação direta do conversor e na compensação máxima da frequência e tensão. Os métodos remotos têm sido cogitados recentemente pelo avanço na tecnologia de comunicações, como o PLC (Power Line Communication), os quais podem ser muito eficazes, mas ainda são mais caros que os métodos locais [34]. O seu desempenho e custo também depende da disponibilidade e

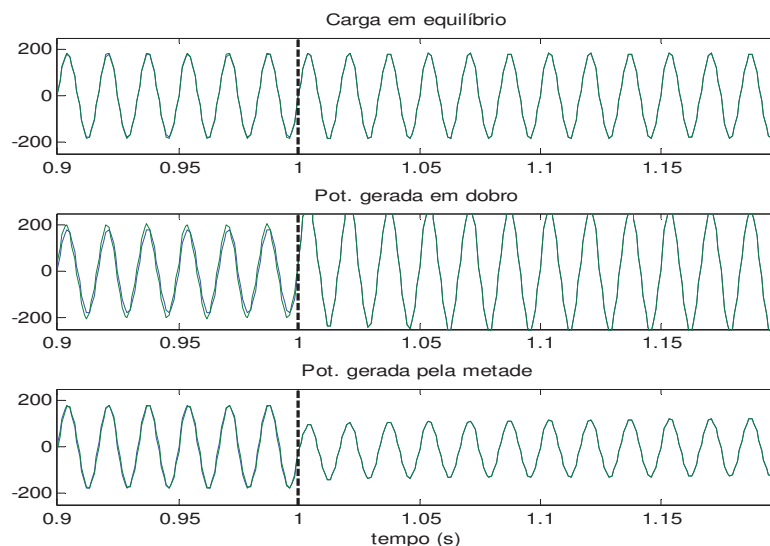
da latência do link de comunicação. Assim, ainda não são economicamente viáveis em muitas aplicações, especialmente, em conversores de baixas potências, onde métodos locais geralmente são mais indicados.

Caso a carga seja superior à GD fotovoltaica, devem ser selecionadas as cargas prioritárias, se isto for possível, ou o fornecimento deve ser interrompido.

3.3.1. Influência da potência gerada

Os efeitos da saída da rede nos terminais do conversor dependem da relação entre a carga e a potência gerada. Isto ocorre, porque o conversor normalmente é controlado para injetar potência ativa constante na rede, sem observar a carga, deixando a rede responsável para manter o equilíbrio. Em caso de falta de potência em relação à GD fotovoltaica, a rede complementa o restante e, em caso de excesso, ela absorve.

Portanto, em caso de falta na rede, se houver mais potência gerada do que demandada, a tensão se eleva e vice-versa. Da mesma forma, se houver um perfeito equilíbrio entre a carga e a potência gerada (GD), o efeito da perda da rede torna-se imperceptível com o algoritmo convencional, como mostra a Figura 3.1. A linha tracejada indica o momento em que a rede é desconectada do inversor do sistema de GD fotovoltaica.

Figura 3.1- Efeitos do ilhamento na tensão.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Pode ser afirmado que o pior caso para a detecção do ilhamento ocorre quando há o equilíbrio entre a geração e o consumo. Nestes casos, os métodos passivos não são capazes de detectar a situação no tempo esperado.

3.3.2. Métodos passivos locais

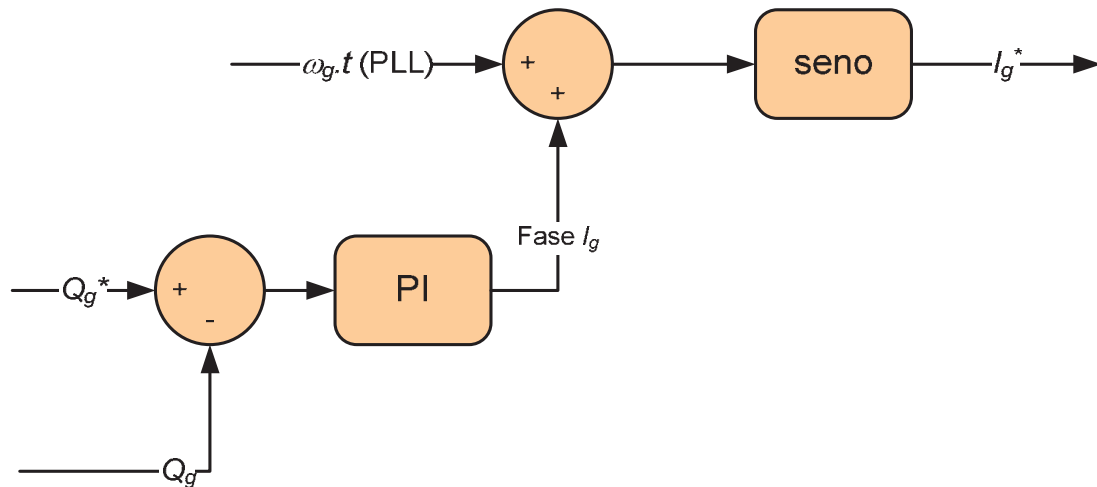
Os métodos passivos [32] consistem na operação semelhante às proteções convencionais. O sistema pode ser desligado a partir da ocorrência de sobre/sub-tensão [35], sobre/sub-frequência, pela impedância [36] e mesmo por distorções harmônicas (THD – *Total Harmonic Distortion*). Em resumo, estes métodos estão caracterizados pela observação de condições inadequadas na rede sem realizar interferências na rede. São simples e de baixo custo, mas pelas limitações técnicas citadas anteriormente, algumas normas técnicas não são atendidas, como a IEEE 1547-2003 [37] que estipula um atraso máximo de 2 segundos para a desconexão de todos os geradores fotovoltaicos na ocorrência de ilhamento. Portanto, nestes casos, são utilizados os métodos ativos, que modificam a forma com que o inversor se conecta na rede elétrica.

3.3.3. Métodos Ativos

Os métodos ativos atuam diretamente na forma de onda gerada pelo inversor conectado à rede. Existem diversos métodos ativos de detecção de ilhamento, mas alguns são derivados de outros e neste trabalho serão enfatizados os principais, entre eles: injeção de reativo, deslocamento de fase (ou frequência) e medição de impedância.

O método da injeção de reativo dificulta a possibilidade de equilíbrio com a carga. Em condições normais, somente a rede absorve o reativo excedente gerado pelo conversor. Durante a falta, mesmo com o equilíbrio da potência ativa, a potência reativa excedente provoca variações na tensão que podem ser detectadas.

A Figura 3.2 mostra o modelo para a injeção de reativo na rede elétrica, onde a malha fechada da potência reativa atua na defasagem da corrente em relação à tensão da rede.

Figura 3.2- Modelo de injeção de reativo para detecção de ilhamento.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Existem diversos métodos de deslocamento de fase, mas a maior parte deles é derivada de dois tipos mais conhecidos: Desvio Ativo da Frequência (AFD – *Active Frequency Drift*) e Deslocamento de Frequência no Modo Deslizamento (SMS, *Slide-Mode frequency Shift*). No AFD, conforme Figura 3.3, é injetada uma frequência levemente superior à frequência da rede, sincronizando com o cruzamento por zero da tensão da rede. Em caso de falta, a frequência aumentará continuamente. No SMS, Figura 3.4, a frequência nominal de operação é instável para o inversor, que força a variação de frequência pela defasagem com a rede para estabilizar em uma frequência superior ou inferior. Portanto, a frequência permanecerá no valor nominal somente em conexão com a rede. Na saída da rede, o inversor muda a frequência de operação (aumentando, ou, diminuindo).

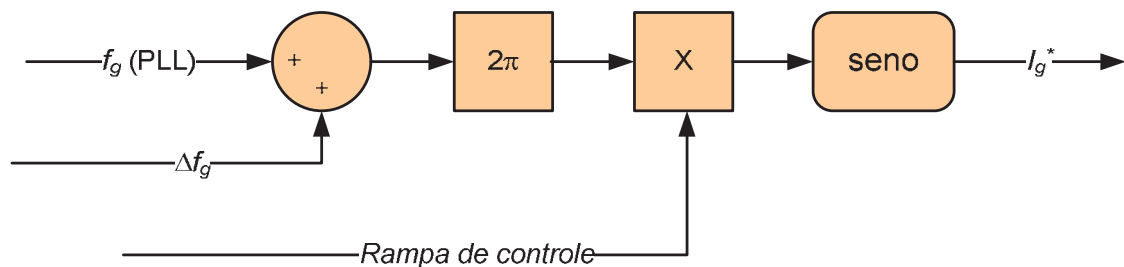
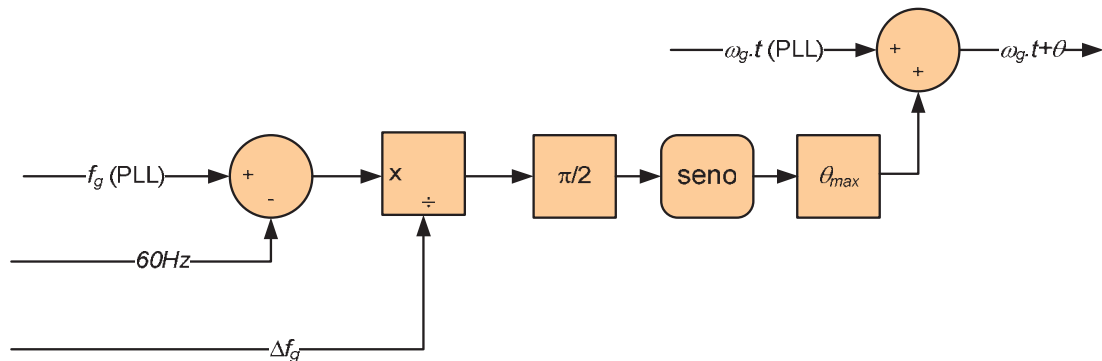
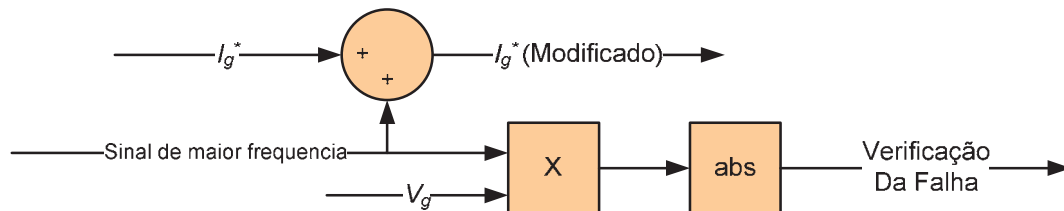
Figura 3.3- Modelo do método AFD para detecção de ilhamento.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Figura 3.4- Modelo do método SMS para detecção de ilhamento.

Fonte: Galotto Junior (2011)

No método da medição de impedância, são introduzidas variações na corrente injetada de modo a observar o efeito na tensão. Sua implementação pode ser feita adicionando o sinal de frequência diferente da nominal da rede na referência de controle da corrente. A corrente na frequência mais alta é injetada continuamente e, em condições de falta, o efeito da injeção desta corrente é amplificado e pode ser observado na tensão de saída.

Figura 3.5- Modelo do método de impedância para detecção de ilhamento.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Estes métodos são mais rápidos e seguros para detecção da condição de ilhamento. A principal desvantagem está nos distúrbios que provocam na rede, em alguns casos, inaceitáveis. Outro problema pode estar na redução de potência ativa disponibilizada pelo conversor, que precisa ocupar parte da sua capacidade para a injeção dos sinais na rede..

3.3.4. Método remoto

Os métodos remotos [34] são os mais eficientes na detecção do ilhamento. Um sinal de verificação poderia ser enviado por PLC a partir das subestações, por exemplo, e o gerador

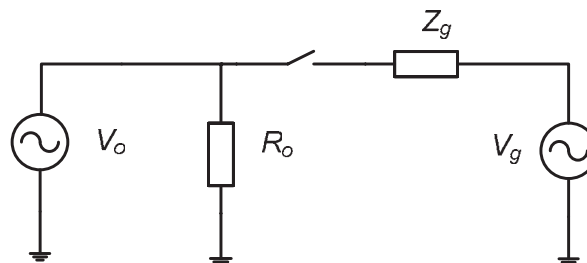
distribuído funcionaria somente na presença deste sinal. Em caso de perda de comunicação ou interrupção do sinal, o gerador distribuído seria desligado. A velocidade de detecção depende da velocidade de tráfego do sinal. O principal limitador destes métodos está na viabilidade econômica, devido ao custo da tecnologia de comunicação, que poderá se viabilizar num futuro próximo com o desenvolvimento das redes inteligentes (*Smart Grids*) em conjunto com os conceitos das micro-redes de GD.

3.3.5. Medidas de desempenho da detecção de ilhamento

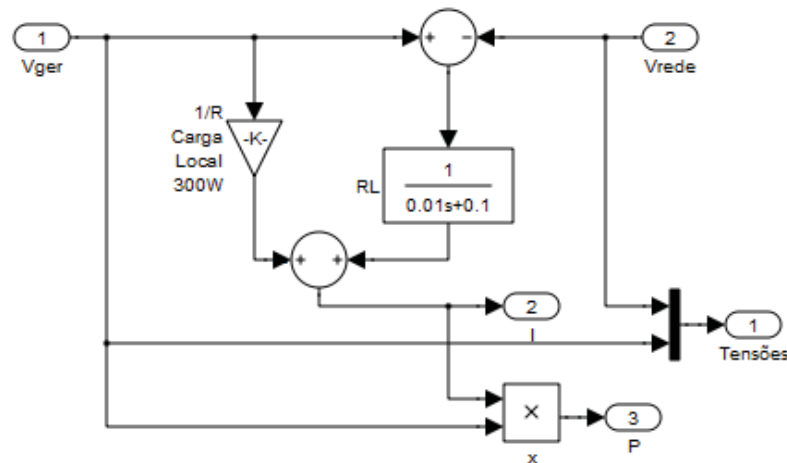
Os meios mais utilizados para avaliar a qualidade de cada método de detecção estão relacionados principalmente ao tempo para a detecção (*Non-Detection Zone*, NDZ), aos distúrbios na rede elétrica e ao custo de implementação. Estas características serão utilizadas nas próximas sessões para classificar e comparar os principais métodos que poderão ser utilizados neste trabalho.

3.4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para a simulação da conexão com a rede foi considerado o sistema representado pelo diagrama unifilar da Figura 3.6. Neste exemplo para análise, a impedância de conexão com a rede Z_g é um circuito RL série, onde o indutor é de 10 mH e a resistência é de 0,1 Ω. Esta impedância é a equivalente considerando também a indutância de conexão do inversor. Enquanto a carga local de 300 W é puramente resistiva, com tensão nominal de 127 V. O inversor foi considerado como uma fonte de tensão ideal, pois neste momento os algoritmos anti-ilhamento serão avaliados de forma independente da topologia do conversor.

Figura 3.6- Diagrama unifilar do circuito de testes utilizado.

Fonte: Galotto Junior (2011)

A Figura 3.7 mostra como este circuito foi implementado em *Simulink* para realizar as simulações. Observa-se que o efeito de chaveamento do conversor não foi considerado e os resultados apresentados são relativos ao modelo médio do conversor, com o objetivo de impor independência para os métodos em relação à topologia do mesmo.

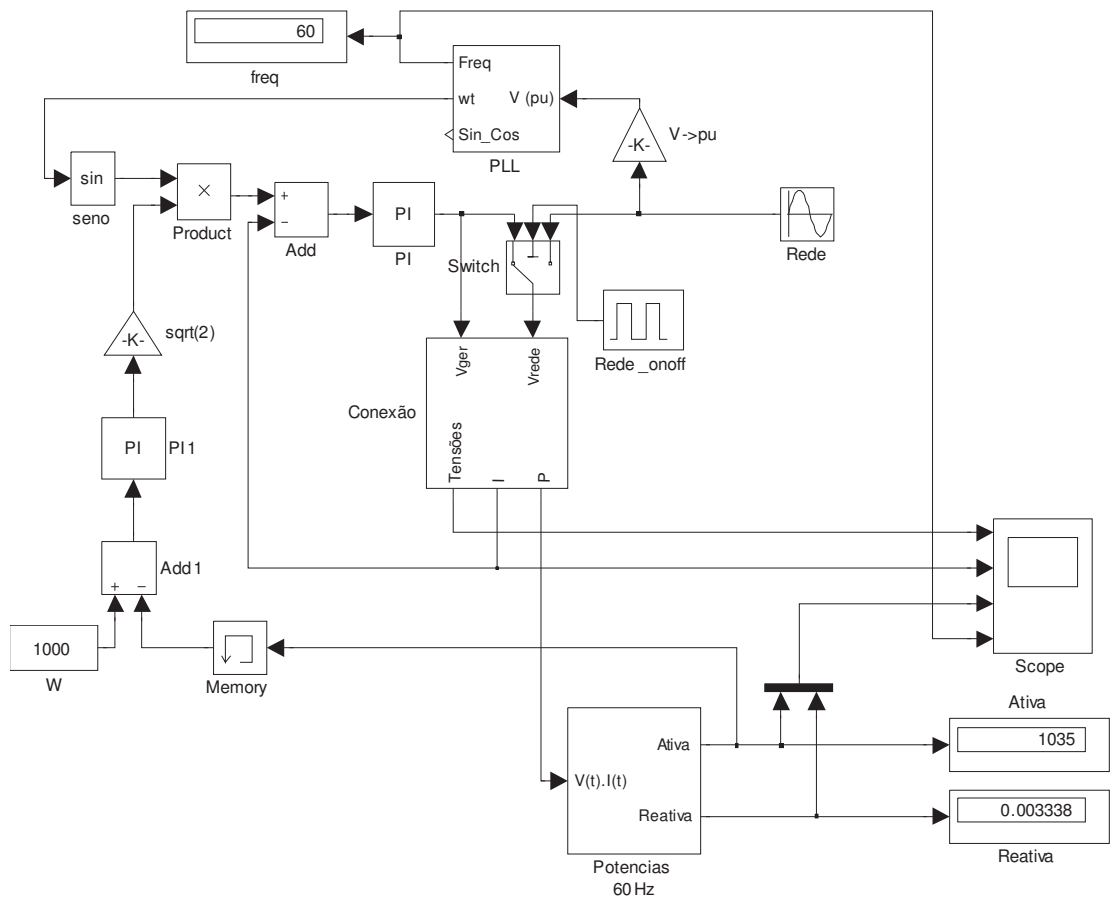
Figura 3.7- Modelo do circuito de conexão em *Simulink*.

Fonte: Galotto Junior (2011)

3.4.1. Simulações para o sincronismo

O teste principal foi realizado para injeção de potência constante a partir de um PLL. O PLL determina a frequência e a fase da tensão da rede e o algoritmo produz uma referência de corrente sincronizada com esta tensão, para que haja somente injeção de potência ativa. A malha interna se encarrega do rastreamento da corrente.

O modelo apresentado na Figura 3.8 representa a estratégia mais comum em inversores para a transferência de potência ativa para a rede [38], que é pelo controle direto da corrente.

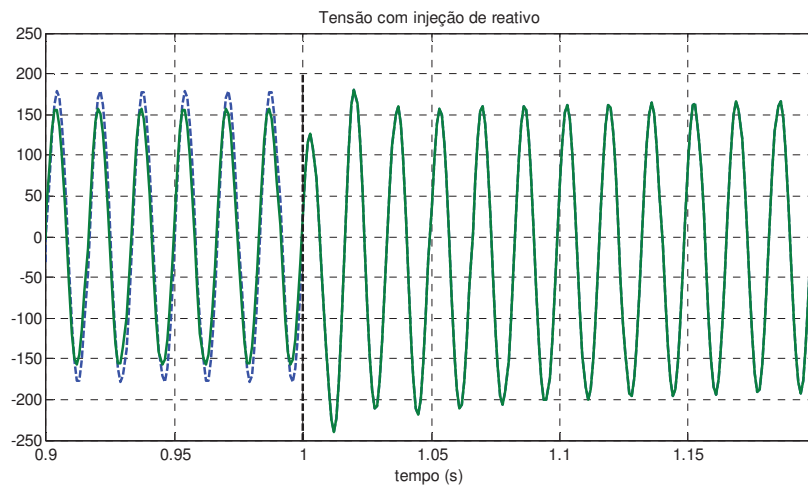
Outras estratégias seriam pelo controle da potência em função do ângulo ou da frequência da tensão de saída em relação à tensão da rede. Este é o modelo utilizado como base para o teste e a implementação dos métodos de detecção de ilhamento.

Figura 3.8- Modelo completo para injeção de potência ativa constante.

Fonte: Galotto Junior (2011)

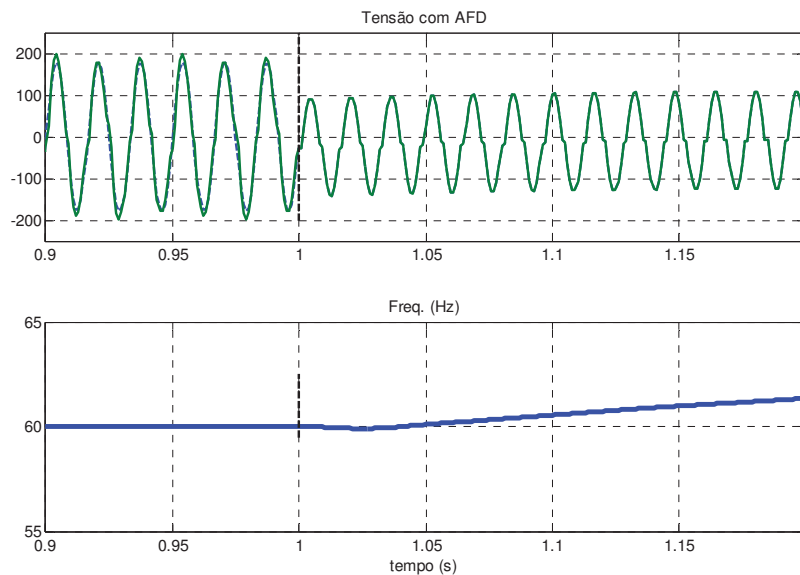
3.4.2. Simulações para o Anti-Ilhamento

Para o método da injeção de reativo, foi observado que uma pequena quantidade de reativo é suficiente para causar uma oscilação de tensão facilmente detectável, mesmo com equilíbrio de potência ativa, como mostra a Figura 3.9.

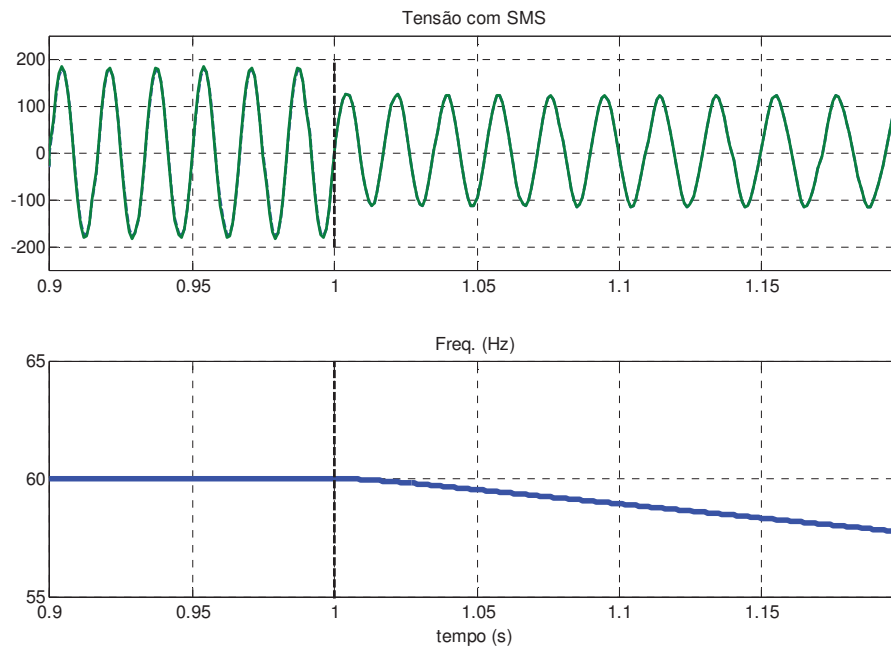
Ainda há a possibilidade de equilíbrio da potência reativa, mas para que a falta não seja detectada, a potência ativa deve ser equilibrada simultaneamente com a potência reativa, diminuindo muito a probabilidade desta ocorrência.

Figura 3.9- Resultado para o método de injeção de reativo.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Para os métodos de deslocamento de fase, a frequência também é mostrada. Na perda da conexão com a rede o método AFD, conforme Figura 3.10, aumenta a frequência da tensão.

Figura 3.10- Resultado para o método AFD.

Fonte: Galotto Junior (2011)

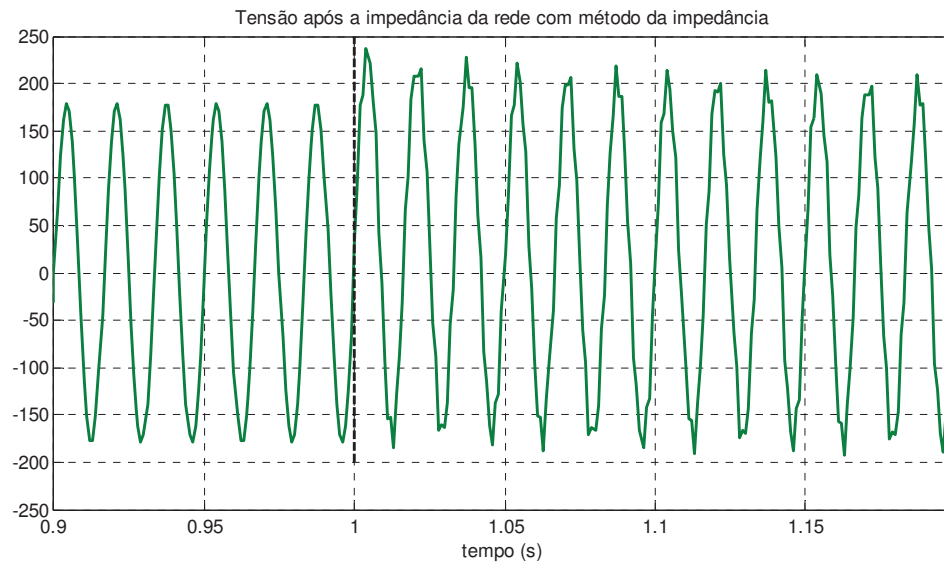
Para o método SMS, a frequência pode tanto aumentar ou diminuir. De fato, na frequência da rede, o conversor não permanece estável, como se observa na Figura 3.11.

Figura 3.11- Resultado para o método SMS.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Para este método SMS a instabilidade da frequência pode se comportar de forma diferente quando múltiplos inversores estiverem conectados em ilha e o tempo NDZ pode variar. Existem trabalhos que avaliam os métodos anti-ilhamento com maior profundidade nestes cenários [32].

Múltiplos inversores com diferentes métodos também poderiam ser testados. Para este trabalho, uma avaliação individual de cada método é suficiente para a escolha preliminar do método mais adequado ao protótipo proposto.

No método da impedância a injeção de corrente de alta frequência pode ser facilmente percebida na tensão da rede, em condições de ilhamento, como na Figura 3.12.

Figura 3.12- Resultado para o método de impedância.

Fonte: Galotto Junior (2011)

3.4.3. Comparação dos Métodos de Anti-Ilhamento

Para avaliação dos métodos de detecção de ilhamento, o caso onde há equilíbrio foi utilizado por ser o mais crítico. Neste caso, os métodos passivos são incapazes de detectar o ilhamento, por isso não foram simulados. Os métodos remotos também não foram simulados, porque a sua resposta independe das dinâmicas do sistema elétrico.

Os métodos ativos discutidos foram simulados e a comparação entre eles é feita através de algumas medições de desempenho, citadas anteriormente, junto com uma comparação qualitativa.

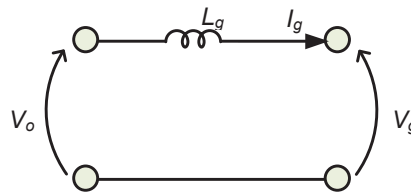
A Tabela 3.1 mostra o resumo dos resultados. Observa-se que há uma tendência dos métodos mais rápidos de detecção serem mais invasivos ao sistema elétrico. O mínimo valor para a distorção harmônica total (THD) da tensão foi de 10%, estando este valor relacionado à malha de correção da corrente ponto a ponto. Esta malha pode ser otimizada para redução da THD, mas para a comparação dos métodos, a mesma malha foi utilizada em todos os casos.

Tabela 3.1- Comparação entre os métodos de detecção de ilhamento com equilíbrio de carga

Método		NDZ	THD (%)	Grau de distúrbio na rede	Custo
Passivo		Inf	10	Baixo	Baixo
Ativo	Reativo	0,0076	55	Alto	Médio
	AFD	0,2266	38	Médio	Médio
	SMS	0,2620	10	Baixo	Médio
	Impedância	0,0133	19	Médio	Médio
Remoto		-	-	Baixo	Alto

3.5. MODELO DINÂMICO DA CONEXÃO COM A REDE

O modelo médio da conexão com a rede independe do conversor a ser utilizado, uma vez que sua saída pode ser considerada como uma fonte de tensão média (V_o) na entrada do circuito da Figura 3.13.

Figura 3.13- Circuito de conexão com a rede elétrica.

Fonte: Galotto Junior (2011)

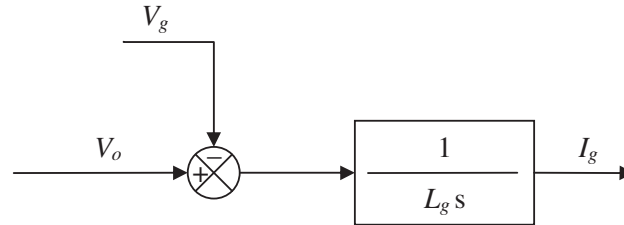
Este circuito terá a seguinte equação diferencial no tempo (3.1).

$$L_g.\dot{I}_g = V_o - V_g \quad (3.1)$$

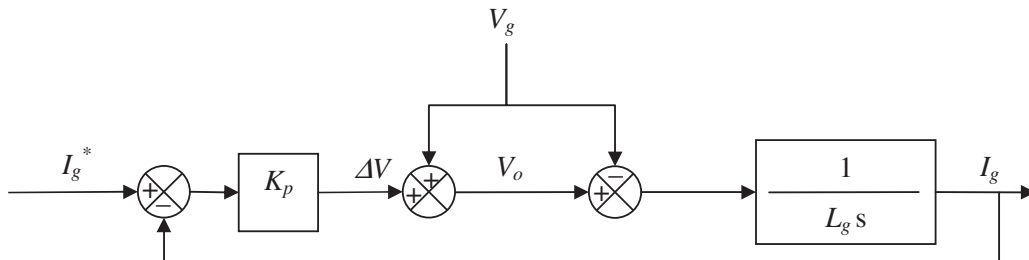
A partir de (3.1) levanta-se a função de transferência deste circuito em (3.2), considerando que V_g é considerado um distúrbio na planta.

$$\frac{I_g}{V_o} = \frac{1}{L_g.s} \quad (3.2)$$

Portanto, o diagrama de blocos desta planta pode ser representado na Figura 3.14.

Figura 3.14- Diagrama de blocos da conexão com a rede elétrica.

Fonte: Galotto Junior (2011)

A tensão de saída do conversor é controlada para atuar na corrente de saída. Por isso, a frequência de largura de banda da malha de controle de tensão deve ser superior à frequência de largura de banda da malha de controle da corrente injetada. Em malha fechada, apenas um ganho proporcional é necessário pelo tipo do sistema e uma malha de alimentação direta (*feedfoward*) geralmente é utilizada para anular o efeito da tensão da rede, que já a mesma é sensoriada para o sincronismo. Neste caso, o diagrama de blocos da conexão com o controle fica representado conforme Figura 3.15.

Figura 3.15- Diagrama de blocos da conexão com a rede controlada.

Fonte: Galotto Junior (2011)

A frequência de corte desta malha de controle acima será K_p/L_g rad/s. Para rastrear a corrente em 60 Hz com pequeno erro esta frequência da malha deve ser superior, que foi considerada 10 vezes acima da frequência nominal da rede. Assim, chega-se em (3.3), que determina a relação necessária entre K_p e L_g para que haja rastreamento da corrente, com esta malha de controle.

$$\frac{K_p}{L_g} \geq 10.60.2.\pi \tag{3.3}$$

Esta equação permite determinar o ganho K_p em função da indutância, mas esta não pode ser projetada apenas com está equação. É desejável determinar o valor mínimo da indutância, em função do peso, tamanho e custo do conversor, para que ele possa operar adequadamente. Valores pequenos de indutância podem levar a variações bruscas da corrente e o controle precisa ser rápido para limitar corrente, inclusive considerando variações desta indutância [39]. Como o sistema é discretizado, seja pela amostragem do controle ou pela frequência de chaveamento, esta velocidade de resposta estará relacionada a estas frequências.

3.5.1. Dimensionando a indutância mínima de conexão

Para reduzir custo, peso e volume, sempre é desejável que o indutor seja o menor possível. Por outro lado, o *ripple* de chaveamento precisa ser atenuado e, principalmente, a estabilidade da conexão precisa ser garantida.

O critério do *ripple* normalmente é o primeiro a ser utilizado para dimensionar a indutância mínima [40] e pode ser determinada a partir de (3.4) com base na frequência de chaveamento f_s e da atenuação desejada em dB A_{dB}.

$$L_g = \frac{1}{2.\pi.f_s}.10^{-\left(A_{db}/20\right)} \tag{3.4}$$

O problema associado, observando somente este critério, é que muitas vezes o *ripple* já é atenuado pelo filtro de saída, como o primeiro LC dos filtros LCL utilizados para conectar com a rede. Além disto, considerando a fonte de tensão ideal, não há *ripple* de chaveamento a ser atenuado. Sendo isto verdadeiro a priori, então a indutância mínima para que o controle possa atuar com segurança precisa ser encontrada.

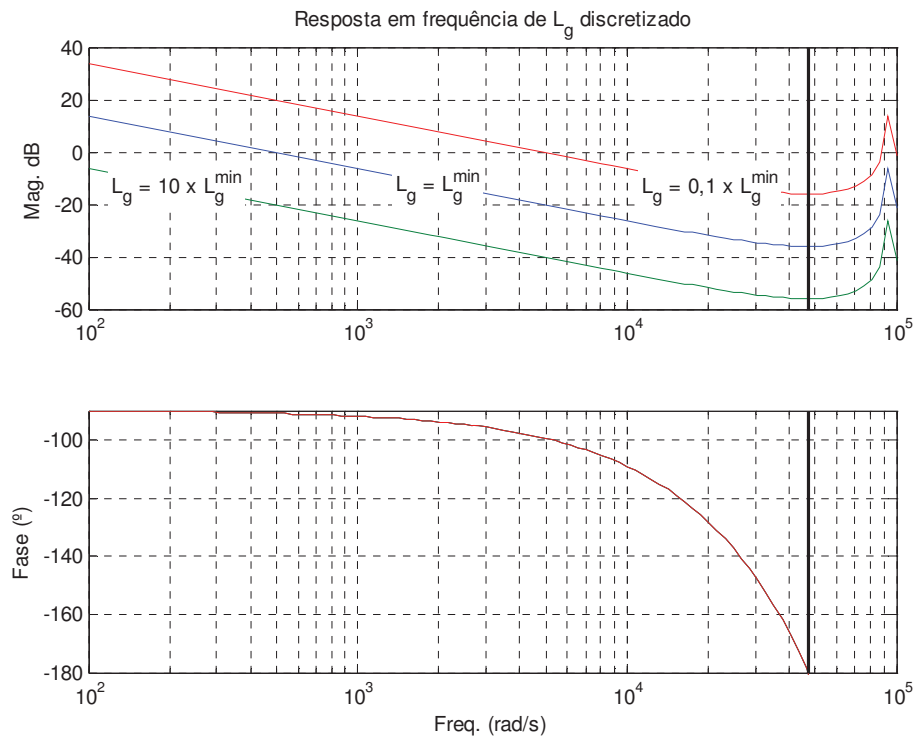
Para garantir a estabilidade do controle é possível utilizar um critério com base na discretização, que engloba também a atenuação do *ripple* [41]. A discretização da planta ocorre em função da frequência de amostragem ou de chaveamento, como comentado

anteriormente. A discretização afeta a resposta real da planta gerando mudanças de ganho e fase próximos da frequência de Nyquist, que é a metade da frequência de discretização.

Para garantir uma boa estabilidade e tempo de resposta para o controle, a frequência de Nyquist deve ser 100 vezes maior que a frequência natural da planta, ou seja, a frequência de 0 dB da planta deve estar a 2 décadas abaixo da frequência de Nyquist. Isto é alcançado pela equação (3.5).

$$L_g > \frac{50}{F_{Nyquist}.\pi} \tag{3.5}$$

O diagrama de bode da planta para 3 valores diferentes de indutância pode ser observado na Figura 3.16, ilustrando o efeito da fase pela discretização. Idealmente, a planta sempre possui defasagem de -90 graus. Porém, a discretização gera fase de 180 graus na frequência de Nyquist, independe do valor da indutância da planta, e é quase totalmente eliminada 2 décadas abaixo.

Figura 3.16- Ilustração da defasagem devido à discretização do controle.

Fonte: Galotto Junior (2011)

3.5.2. Dimensionamento do indutor de conexão

Uma vez determinada a indutância, o dimensionamento do indutor requer também a informação da corrente para determinar o condutor e o núcleo, que está relacionado com a potência a ser transmitida durante a conexão.

A corrente eficaz injetada, utilizada para dimensionar o condutor, é dada por (3.6).

$$I_g^{eficaz} = \frac{P_g^{eficaz}}{V_o^{eficaz}} \tag{3.6}$$

Onde: P_g^{eficaz} é a potência ativa eficaz injetada na rede e
V_o^{eficaz} é a tensão eficaz de saída do conversor.

Este condutor não necessita de fio *Litz*, pois opera na frequência da rede. As especificações de projeto necessárias na aplicação deste trabalho são:

- Saída: 127 V/ 60 Hz / 300 W de pico.
- Frequência de amostragem do controle: 15 kHz.
- Frequência de chaveamento: 15 kHz.

Utilizando a equação (3.5), relacionado ao projeto em função da discretização, o valor da indutância é determinado pela frequência de Nyquist, que é 15 kHz/2. Portanto, o valor mínimo requerido de indutância para manter a estabilidade do controle da corrente injetada na rede é de L_g = 2,1 mH. O valor do ganho do controle em malha fechada para esta indutância é determinado por (3.3) e é igual a $K_p = 1200\pi.L_g = 8$.

Com a potência do conversor e a indutância necessária é possível realizar o dimensionamento físico do indutor, selecionando núcleo e condutor. Pela potência, obtêm-se I_g^{eficaz} = 2,3 A e as áreas mínimas podem ser calculadas em função de 2 tipos de materiais.

Com estes parâmetros, seguindo a metodologia descrita no Apêndice B, obtêm-se as áreas mínimas das seções em função do material do núcleo.

- $N.A_e^{min}$ = 5700 mm^2 com núcleo de ferro silício (utilizando curvas conhecidas B^{max}=1,2 T e H=400 A.espira/m).

- $N.A_e^{min}$ = 17000 mm^2 com núcleo de ferrite [42] (0,4 T).

Neste caso, as áreas estão em função do número de espiras e a escolha do núcleo é que poderá fazer esta determinação. Alguns exemplos de núcleos calculados para a conexão com a rede, com a indutância dimensionada na seção anterior, estão apresentados na Tabela 3.2. Esta tabela concentra os resultados de cálculo e os dados de catálogo junto com as referências respectivas para permitir futuras consultas.

Tabela 3.2- Tabela de exemplos de indutores físicos para a conexão com a rede elétrica.

	Tipos de Núcleos	
	2 Ferrites EE **NEE-40/17/12** **100-IP12** [42]	**Ferro Silício Tipo EI** **Chapa E96** [43] **6mm de espessura do núcleo** **0,5mm de *air gap***
Peso (núcleo)	58g	32g
Dimensões (núcleo)	40x34x12mm	35x29,5x6mm
B^{max}	0,4 T	1,2 T
Al (nH/espira^2)	100	145 (B.4)
N, eq. (B.1)	145	121
$\boldsymbol{A_e}$	148 mm^2	58 mm^2
A_e mínimo, eq. (B.3)	117 mm^2 (ok)	206 mm^2 (ok)
Bitola necessária	24Awg -0,21mm^2–4A-0,084 Ω/metro.	
3xÁrea (cobre)	91 mm^2	75,9 mm^2
Área da Janela	154 mm^2 (ok)	97,5 mm^2
Imagem em perspectiva dos núcleos		

Para estes cálculos, o indutor com o núcleo de ferro apresentou o menor peso e volume. Este era o resultado esperado, uma vez que este núcleo permite uma maior indução magnética.

3.6. CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou as principais estratégias necessárias para realizar a conexão com a rede elétrica. Os métodos de anti-ilhamento foram apresentados e avaliados para permitir a sua seleção, uma vez que são essenciais em atender às normas técnicas internacionais. O sincronismo e o controle da corrente da rede também foram apresentados e dimensionados, assim como o indutor de conexão. Estas análises foram feitas de forma independente da topologia de conversor a ser escolhida, através da conexão com uma fonte de tensão ideal com a rede por meio de uma indutância pura, complementando os resultados dos próximos capítulos. Desta forma, a indutância de conexão dimensionada é a mesma para todas as topologias e será utilizada nos resultados experimentais e simulados dos conversores, simplificando a comparação entre elas.

Com os resultados obtidos foi possível determinar que o método SMS de anti-ilhamento é o mais adequado para o conversor proposto, porque este permite detectar a falta da rede, no pior caso de equilíbrio de carga, em um tempo de 0,2 segundo atendendo a normas internacionais de segurança com o mínimo de distúrbios na rede.

4. TOPOLOGIAS DOS CONVERSORES

No capítulo 1 deste trabalho foram introduzidos os requisitos e objetivos para os conversores a serem aplicados para o processamento de energia de origem fotovoltaica. A escolha da melhor topologia não é imediata, porque, além de variáveis técnicas como eficiência, peso, volume, também é necessário considerar custos e atendimento às legislações vigentes [31], [37]. Neste capítulo, serão avaliadas as principais topologias, incluindo algumas topologias integradas ([44], [45], [46], [47]), nos aspectos técnicos e de prováveis custos associados, considerando-se a realidade nacional. Serão também apresentadas as metodologias de projeto associadas aos conversores em análise.

4.1. AVALIAÇÃO E VARIÁVEIS CONSIDERADAS

As principais variáveis a serem avaliadas, são: necessidade de isolação galvânica, número de estágios, operação isolada e/ou conectada à rede e localização do capacitor de desacoplamento [1].

Estas variáveis serão avaliadas através da adequação às normas brasileiras, dos componentes ativos e passivos utilizados e dos resultados de simulação da operação para diferentes combinações.

Trabalhos recentes ([1], [48], [6]) apontam que o principal desafio dos conversores eletrônicos aplicados com células fotovoltaicas está no aumento da vida útil, como em [1] e [49]. Atualmente, as células fotovoltaicas duram 3 a 4 vezes mais do que os conversores eletrônicos. De modo que, ao longo da sua utilização, eles devem ser reparados ou substituídos, aumentando o custo da manutenção e reduzindo o retorno sobre o investimento. Portanto, apesar de ser difícil tal quantificação, esta é uma variável que também será considerada.

4.1.1. Isolação galvânica

O uso de transformadores é obrigatório em vários países, por questões de segurança. O uso de transformadores também facilita na elevação de tensão que é feita diretamente na relação de espiras, por esta razão eles são largamente utilizados. Mas tecnicamente, o seu uso também apresenta muitas desvantagens, como o aumento do peso e volume e a redução da eficiência. A utilização de transformadores de alta frequência é uma alternativa interessante que reduz o peso e o volume, mas implica no aumento da complexidade do conversor.

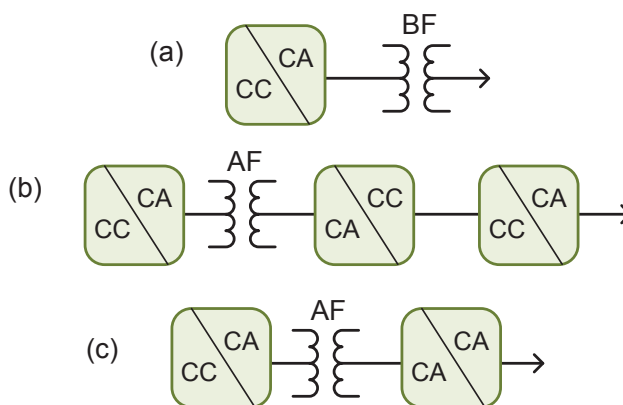
A ausência de isolação galvânica não prejudica necessariamente a segurança. A proteção é um parâmetro de projeto, que pode incluir diversas alternativas, como aterramento e até mesmo dispositivos de proteção diferenciais (DR), por exemplo. O principal cuidado com painéis sem isolação galvânica está em não se realizar manutenções com o equipamento conectado à rede, assim como em outros eletrodomésticos tais como geladeiras, máquinas de lavar e aparelhos de aquecimento. Certamente, um chuveiro elétrico pode apresentar maiores riscos do que um painel fotovoltaico sem isolação galvânica.

O aterramento da caixa do conversor propicia o surgimento de capacitâncias parasitas no circuito que podem gerar emissões eletromagnéticas, por esta razão, novas configurações têm sido propostas para permitir o aterramento de um terminal do painel juntamente com a rede. Proteções passivas externas como disjuntores, DPS (dispositivo de proteção contra surtos) e DR, provavelmente, serão bem vindas aos quadros das instalações elétricas que receberão os módulos fotovoltaicos.

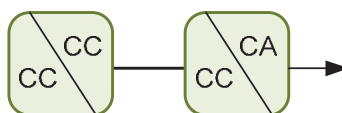
Em resumo, o uso de transformadores tende a piorar a eficiência ou, no caso de circuitos com transformadores em alta frequência, reduzir a vida útil e aumentar o custo, diminuindo a aceitação no mercado. A segurança também pode ser atendida sem a isolação galvânica. Enquanto esta não for uma exigência no país, esta pode ser uma importante oportunidade para a produção de conversores de baixo custo e de alta confiabilidade e eficiência.

4.1.2. Número de estágios

Geralmente, os conversores de 1 ou 2 estágios são os mais utilizados nos conversores de painéis fotovoltaicos. As configurações dos estágios dependem do uso de transformadores. Utilizando transformador com 1 estágio, o transformador deve ser de baixa frequência, como na Figura 4.1a. Com o uso de transformadores de alta frequência, deve-se utilizar 3 estágios, onde o primeiro é inversor em alta frequência, o segundo é um retificador e o terceiro é um inversor em baixa frequência, conforme Figura 4.1b. Os dois primeiros blocos do item b também podem ser um conversor CC/CC isolado. Em alguns casos, o retificador intermediário e o inversor podem ser substituídos por um cicloconversor ou um conversor matricial, limitando em 2 estágios, como mostra a Figura 4.1c.

Figura 4.1- Esquemas com o uso de transformadores.

Fonte: Galotto Junior (2011)

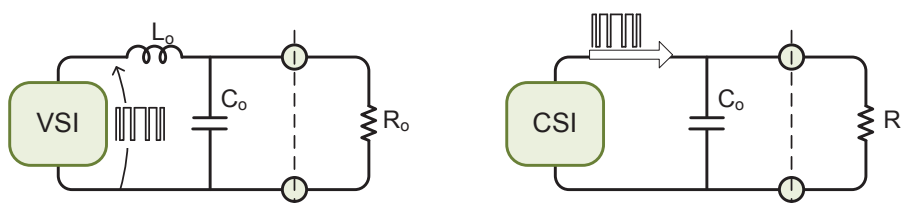
Como a tensão de entrada é tipicamente menor do que a tensão de saída, sem os transformadores, o ganho deve ser dado em um estágio elevador e o segundo estágio seria o inversor, segundo ilustra a Figura 4.2.

Figura 4.2- Esquema sem transformador.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Esta é a configuração mais comum para os conversores sem isolação galvânica. Para reduzir a um único estágio, neste caso, o inversor também deve possuir característica de elevador, integrando-se os estágios. A redução para um único estágio pode reduzir o número de componentes passivos e ativos, reduzindo o custo e a complexidade do conversor e melhorando a eficiência. Estas são as premissas e motivações iniciais para a avaliação das topologias integradas.

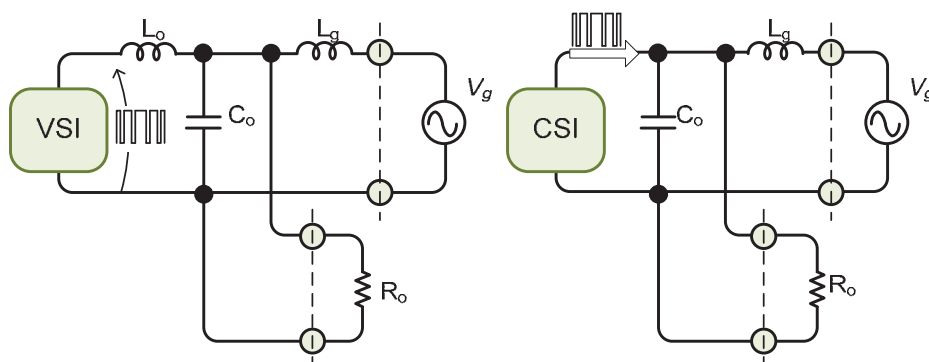
4.1.3. Lado CA: Isolado ou Conectado à Rede

Para o conversor operar de forma isolada (stand-alone), a sua saída deve ser fonte de tensão para atender a maioria das cargas, que são concebidas para operar com fontes de tensão regulada. Nestes casos, a saída é um filtro LC sintonizado para eliminar a frequência de chaveamento proveniente de um inversor fonte de tensão (VSI – Voltage Source Inverter), ou, um capacitor para se carregar com a corrente pulsante para uma estrutura inversora fonte de corrente (CSI – Current Source Inverter), como na Figura 4.3. Nesta figura os blocos VSI e CSI correspondem às estruturas inversoras, que fornecem tensão chaveada ou corrente chaveada, respectivamente, como ilustrado. Os componentes passivos são necessários, devido à carga considerada que necessita de fonte de tensão regulada com baixa distorção harmônica (formato senoidal). Por esta razão, estes componentes são projetados primeiramente como filtros. Eles também são determinantes da dinâmica do conversor que deve ser considerada durante o projeto para permitir o rastreamento satisfatório em 60 Hz.

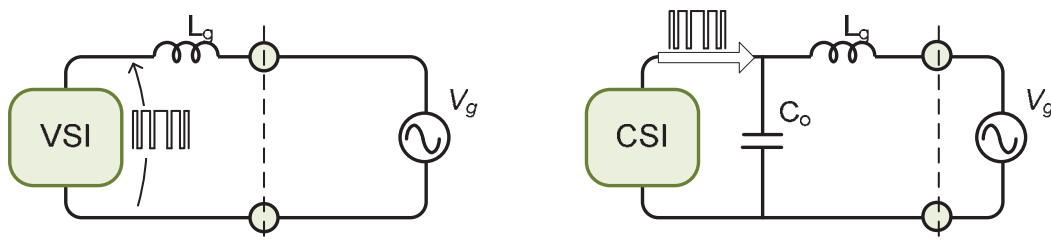
Figura 4.3- Características do filtro de saída para operação isolada.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Para conectar a rede elétrica (*grid-connected*), a saída do conversor necessita de um indutor de conexão com a rede, como descrito no capítulo anterior. Desta forma, o diagrama do lado CA dos conversores com conexão a rede é apresentado na Figura 4.4.

Com uma saída LCL para VSI ou CL para CSI, o mesmo conversor poderia alimentar cargas em paralelo com o capacitor e poderia se conectar à rede por meio do segundo indutor (L_g). A vantagem poderia estar na possibilidade de conectar cargas prioritárias ao conversor, que operariam isoladamente no caso da interrupção da rede elétrica. Mas a desvantagem está no aumento do número de componentes e na complexidade do controle, aumentando o custo. Este modo de funcionamento não foi avaliado para cargas não-lineares, uma vez que o conversor apresentado não pode alimentar uma carga continuamente, por não possui uma armazenagem interna de longa duração como baterias.

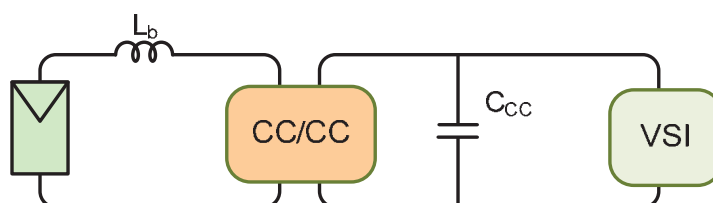
Figura 4.4- Características do filtro de saída para operação isolada e com conexão à rede.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Para um conversor operar somente com conexão a rede, é necessário somente 1 indutor na saída do VSI para controlar a injeção de corrente na rede, como na Figura 4.5. Para o CSI permanece a necessidade do filtro CL, a menos que a corrente modulada possa ser injetada diretamente na rede elétrica, o que pode não ser tolerado na maioria das instalações devido a interferências eletromagnéticas e distorções harmônicas.

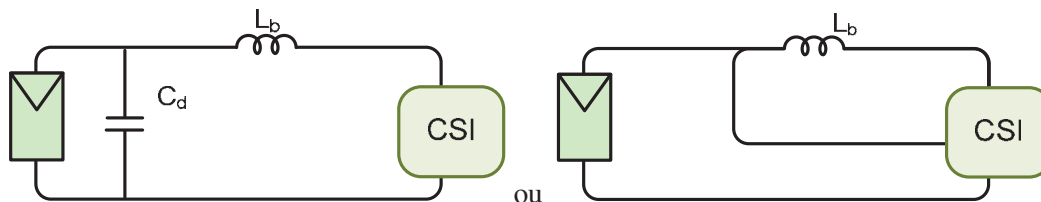
Figura 4.5- Características do filtro de saída para operação somente com conexão à rede.

Fonte: Galotto Junior (2011)

4.1.4. Lado CC

Uma vez selecionado o tipo de inversor a ser utilizado (VSI ou CSI), podem ser levantadas alternativas de montagem das topologias no lado CC do circuito. Para o VSI, há basicamente uma opção com a entrada fotovoltaica, que consiste em usar um conversor CC/CC para fornecer um nível de tensão apropriado para a entrada inversora, como na Figura 4.6.

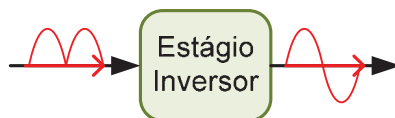
Figura 4.6- Opção de entrada CC para o VSI.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Para o inversor CSI, são apresentadas duas opções de entrada: 1 estágio simples ou Tri-State [50], [51], com desacoplamento indutivo, conforme Figura 4.7. Na primeira opção, a mais comum, o indutor tem somente a função de boost e o CSI tem o controle sobre a sua carga e descarga de forma complementar como um boost CC/CC convencional. Por outro lado, utilizando uma modulação Tri-State e com a topologia apropriada, é possível controlar a carga e a descarga de forma independente, graças ao acréscimo do terceiro estado, responsável por manter a corrente constante, chamado estado de roda-livre. A operação Tri-state será analisada com maiores detalhes ainda neste capítulo.

Figura 4.7- Opção de entrada CC para o CSI.

Fonte: Galotto Junior (2011)

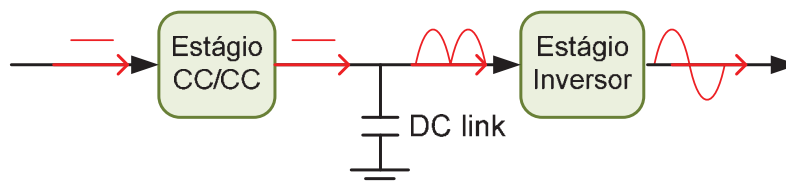
4.1.5. Desacoplamento de potência

O desacoplamento de potência é necessário para que o painel fotovoltaico possa operar satisfatoriamente no ponto de máxima potência. Os conversores somente com 1 estágio inversor não conseguem manter a potência CA pulsante na rede e a potência CC constante no painel PV, ao mesmo tempo, como ilustrado na Figura 4.8.

Figura 4.8- Inversor com potência constante ou pulsante.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Neste caso, somente com 1 estágio, o capacitor deve ser colocado em paralelo com o painel fotovoltaico, para realizar um desacoplamento passivo entre a potência pulsante de saída, auxiliando na permanência da potência de entrada praticamente constante.

Nas configurações de conversores com 2 estágios, o link CC é o responsável por fazer este desacoplamento, como mostra a Figura 4.9. A tensão no link CC irá oscilar em função da diferença das correntes entre o primeiro e o segundo estágios.

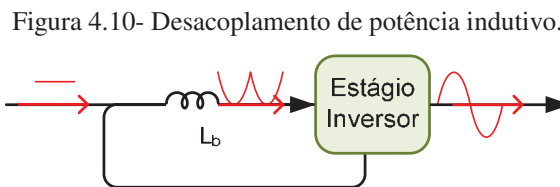
Figura 4.9- Desacoplamento de potência com 2 estágios.

Fonte: Galotto Junior (2011)

A grande vantagem neste caso está na independência do controle entre os estágios, sendo que ambos podem operar em função das flutuações de tensão neste capacitor, funcionando como um desacoplamento ativo de potência. A desvantagem do capacitor no link CC, com dois estágios, está na tensão de operação, que deve ser maior do que o pico da tensão da rede para inversores VSI.

O capacitor em paralelo com a tensão de entrada necessita de maior capacitância para atender ao desacoplamento, que geralmente é em torno de 0,5 mF/kW ou pode ser calculado com a equação (4.1) [1]. Em compensação, este capacitor não precisa suportar a mesma tensão que o link CC. Para que haja um fator de utilização do painel acima de 98% é importante que a oscilação de tensão esteja abaixo de 8,5% [1].

$$C_d > \frac{P_{PV}}{2\pi . f_g . V_{MPP} . \Delta V_{PV}} \tag{4.1}$$

Um inversor com a estratégia de controle apresentada utilizando o grau de liberdade adicional da modulação Tri-State elimina por completo a necessidade de um capacitor de desacoplamento de potência, pois este desacoplamento pode ser feito utilizando o indutor armazenador de energia, como ilustra a Figura 4.10.

Figura 4.10- Desacoplamento de potência indutivo.

Fonte: Galotto Junior (2011)

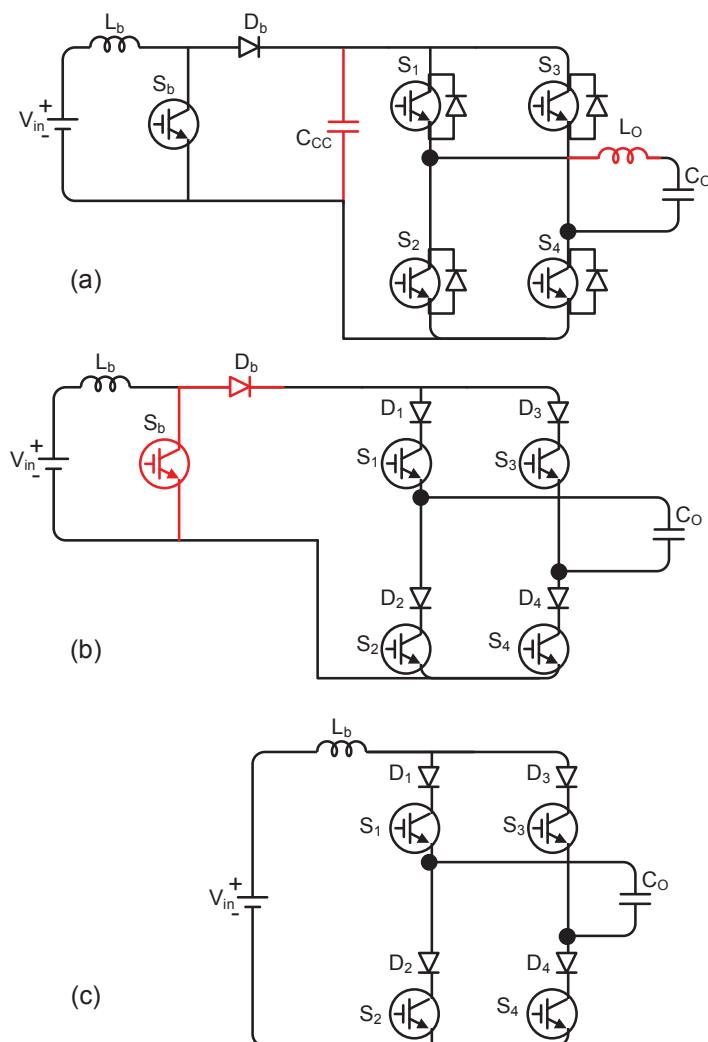
Esta é uma das principais contribuições deste trabalho, envolvendo a integração de estágios com operação *Tri-state*, onde tal solução para a redução drástica de capacitores no circuito é conveniente com o maior desafio atual: o aumento da vida útil dos conversores. As modulações Tri-State possuem dois sinais de comparação D_1 e D_2, porém normalmente D_2 é mantido fixo apenas para melhorar a resposta dinâmica do controlador. Neste trabalho, ao contrário, os dois sinais são utilizados como lei de controle, permitindo a realização do desacoplamento. Os detalhes desta aplicação serão mais profundamente explorados no decorrer dos próximos capítulos.

4.2. INTEGRAÇÃO DE ESTÁGIOS

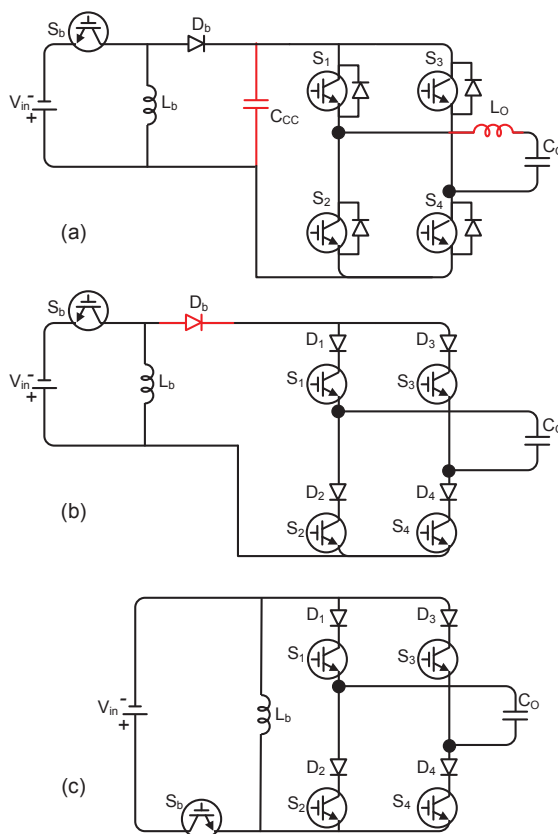
Esta integração consiste na união dos estágios inversor e elevador nas topologias, sem isolação galvânica. A principal vantagem está na redução do número de componentes e na

simplificação do circuito. O conversor boost CC/CC pode ser integrado ao inversor convencional VSI, eliminando o diodo, o capacitor e, por consequência, a chave do estágio boost, que pode ser substituída pelas chaves do inversor. O resultado desta integração, leva ao inversor CSI. Os passos para esta integração estão apresentados na Figura 4.11, onde os componentes que podem ser retirados em cada etapa estão destacados.

É importante observar também que os diodos em anti-paralelo com as chaves do inversor VSI devem ser retirados para que ele possa operar como CSI. Estes diodos causariam curto-circuitos com o capacitor de saída durante a operação.

Figura 4.11- Etapas para a integração dos estágios boost e inversor.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Com esta integração, o controle do inversor e da elevação de tensão está no mesmo conversor. A dinâmica deste inversor é a mesma do conversor boost, que é lenta e difícil de controlar em altas frequências devido à presença de um zero no semi-plano direito. Alguns autores apresentaram propostas de conversores CSI de 3 estados com alguns componentes adicionais para melhorar a dinâmica, como [52] e [53]. Outro problema está na impossibilidade de controlar tensões de saída menores do que a entrada. Na topologia convencional com 2 estágios, esta característica do boost não é relevante, porque o inversor faz o trabalho de abaixador. Exatamente por esta razão que um conversor buck-boost não é utilizado antes do inversor. Porém, a integração com um buck-boost resolve este problema de controle. Para integrar um inversor com um buck-boost, a Figura 4.12 mostra um procedimento semelhante ao anterior, onde o indutor e o capacitor podem ser retirados. O diodo pode ser retirado na segunda etapa, mas a chave de entrada não pode ser substituída pelas chaves do inversor, como no caso anterior.

Figura 4.12- Etapas para a integração dos estágios buck-boost e inversor.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Pode ser observado na Figura 4.11 e na Figura 4.12 que a integração reduz consideravelmente a complexidade do circuito. Nestas figuras, foram esquematizados os circuitos para operação isolada. Quando for necessária a operação com conexão à rede, então um indutor precisa ser adicionado ao circuito, como apresentado anteriormente. O capacitor de desacoplamento de potência para a operação ótima do módulo fotovoltaico, que ficará em paralelo com o painel, também precisa ser adicionado.

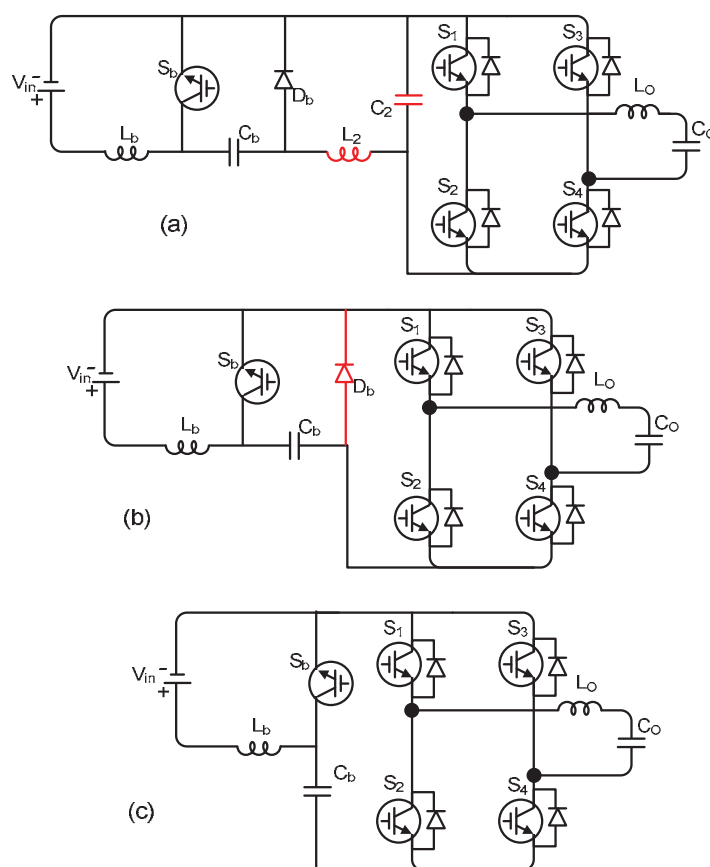
4.2.1. Integração com outros conversores CC/CC

O método de integração apresentado pode ser facilmente aplicado a outros conversores, desde que possuam características elevadoras. O conversor CC/CC Cuk também foi integrado a um inversor VSI, como mostra a Figura 4.13. Neste caso, a estrutura integrada final ainda permanece como um inversor VSI.

Figura 4.13- Etapas para a integração dos estágios Cuk e inversor.

(a)

(b)

(c)

Fonte: Galotto Junior (2011)

O conversor resultante possui uma característica interessante para sistemas fotovoltaicos conectados à rede, considerando-se que tanto a entrada quanto a saída são em corrente, característica estrutural do conversor Cuk CC/CC.

4.2.2. Resposta dinâmica dos conversores integrados

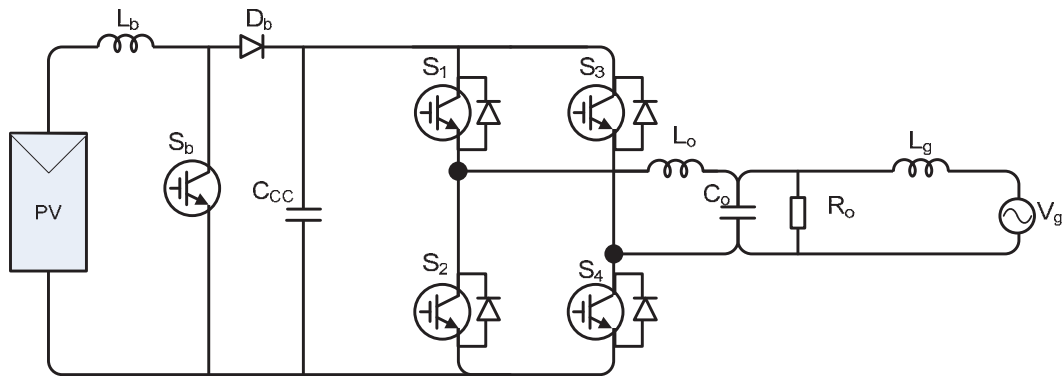
Ao fazer a integração os conversores ficam sujeitos ao mesmo comportamento dinâmico dos conversores CC/CC e, como o controle da saída requer alta frequência de largura de banda (> 1 kHz) para alcançar um nível de distorção harmônica aceitável em 60 Hz, o controle da saída torna-se dificultoso em modo tensão. Por outro lado, ao realizar o controle em modo corrente, a saída CA e a entrada CC não são compatíveis e todas as grandezas de saída precisam ser convertidas para controlar o sistema como se fosse um conversor CC/CC. Este procedimento provoca distorções no cruzamento por zero da tensão de saída, quando da inversão de polaridade.

Realizar a modulação de Três Estados (*Tri-State*) melhora a dinâmica do circuito [53] e possibilita o controle CA em modo tensão, eliminando o problema no cruzamento por zero. Além disto, a possibilidade de realizar o desacoplamento de potência ativa, semelhante aos conversores convencionais de dois estágios, é outra característica que normalmente não tem sido explorada na literatura especializada. A desvantagem em utilizar a modulação tri-state está no fato de não encontrar módulos prontos que facilitem a sua implementação e na redução da faixa de razão cíclica para o controle.

4.3. PROJETO DO CONVERSOR CONVENCIONAL

Antes de iniciar o projeto dos principais conversores integrados, é importante apresentar o projeto para o conversor convencional como referência comparativa. Este conversor pode ser dividido em duas partes, por possuir dois estágios independentes: o projeto do conversor CC/CC e o projeto do inversor VSI.

O circuito de potência completo deste conversor está apresentado na Figura 4.14.

Figura 4.14- Circuito de potência completo do conversor convencional projetado.

Fonte: Galotto Junior (2011)

4.3.1. Primeiro estágio: Boost CC/CC

O primeiro estágio elevador é necessário porque o inversor VSI não pode aumentar o nível de tensão na saída. Para projetar este estágio é necessário primeiramente os níveis de tensão e corrente especificados. Foi estipulada a potência máxima de entrada de 300 W, na tensão de 25 V, para englobar a maioria dos painéis comerciais existente. Neste caso o conversor precisará suportar 12 A na entrada e aplicar um ganho em torno de 8 vezes, para que a tensão do link CC seja maior do que a tensão de pico para a saída de 127 V eficaz. Com este ganho, a corrente média de saída do estágio boost será de 1,5 A.

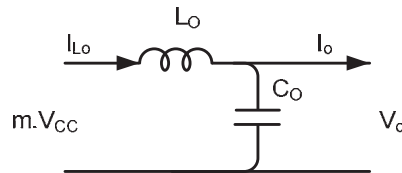
Primeiro deve-se escolher entre o modo de condução contínua ou descontínua. A condução contínua geralmente é escolhida para tornar o controle da tensão menos dependente da carga e para reduzir o *ripple* de corrente no indutor. Para o modo de condução contínua o ganho teórico é conhecido como 1/(1-*D*) = 8, portanto d = 0,875 para alcançar este ganho em condições ideais. Pode ser obtido diretamente o indutor mínimo para que o boost se mantenha operando em CCM com a carga mínima a partir da equação (4.2), como em [38].

$$L_b > \frac{(1-D)^2 D.V_{CC}{}^2}{2\mathrm{f_s.P_o}} \tag{4.2}$$

Com isso, o indutor necessário para carga mínima de 50 W operando em CCM seria 475 μH, desprezando as perdas do conversor.

4.3.2. Segundo estágio: Inversor

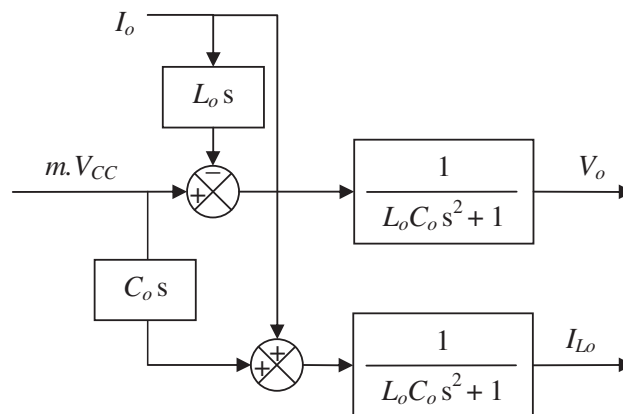
O projeto do inversor consiste principalmente no dimensionamento do filtro de saída. Existem diversas metodologias para projetos destes filtros [54]. Provavelmente, a mais simples consiste no ajuste da indutância em função da ondulação de corrente permitida e no ajuste da capacitância para eliminar o ripple de tensão na frequência de chaveamento. A Figura 4.15 mostra o modelo médio do inversor utilizado para levantar o seu equacionamento. A partir deste circuito é possível levantar as funções de transferência da tensão de saída (4.3) e da corrente no indutor (4.4).

Figura 4.15- Modelo médio do inversor de saída com filtro LC.

Fonte: Galotto Junior (2011)

$$V_o = \frac{m.V_{CC} - L_o s.I_o}{L_o C_o s^2 + 1} \quad (4.3)$$

$$I_{Lo} = \frac{I_o + C_o s.m.V_{CC}}{L_o C_o s^2 + 1} \quad (4.4)$$

A Figura 4.16 mostra a representação em diagrama de blocos destas equações.

Figura 4.16- Diagrama de blocos do VSI com filtro LC.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Projetando a frequência natural do filtro para que seja 10 vezes menor do que a frequência de chaveamento, conforme (4.5), é possível garantir grande atenuação no ripple de chaveamento da tensão.

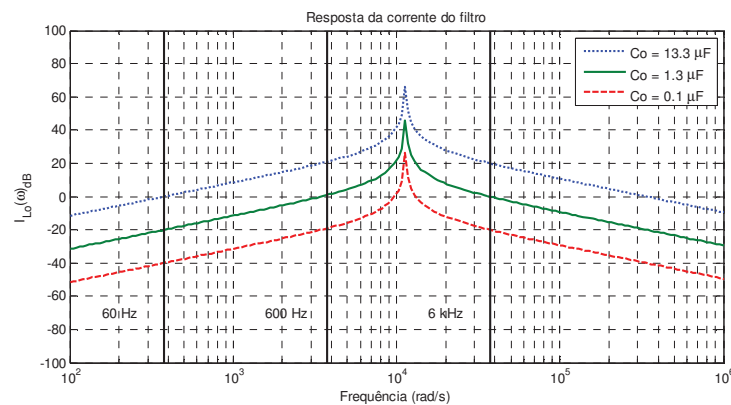
$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_O C_O}} < \frac{fs}{10} \quad (4.5)$$

Independente da combinação de L e C escolhida, a frequência de corte para a reposta da tensão não muda. A relação entre a indutância e a capacitância pode ser encontrada a partir de (4.5). Porém, é desejável que tanto a indutância quanto a capacitância sejam menores possíveis. Indutâncias muito grandes aumentam o peso e o volume do conversor, enquanto capacitores grandes e indutores pequenos podem gerar elevadas correntes, requisito adicional a ser considerado no projeto do filtro.

Considerando a carga nula, a equação da corrente de entrada se torna como em (4.6).

$$\frac{I_{Lo}}{m} = \frac{V_{CC} \cdot C_O s}{L_O C_O s^2 + 1} \quad (4.6)$$

Esta função de transferência possui a resposta em frequência da Figura 4.17 com V_{CC} mínimo igual a 200 V em função do valor do capacitor de saída, mantendo a mesma frequência de corte. Quanto menor for o valor do capacitor, maior é o valor da indutância. É possível verificar que o aumento da indutância propicia a maior atenuação das correntes em altas e baixas frequências.

Figura 4.17- Resposta em frequência da corrente do filtro para diferentes combinações de L e C.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Neste ponto, se diferem os métodos e os resultados finais do projeto de acordo com a aplicação. Alguns buscam o balanço de energia entre o capacitor e indutor para minimizar ambos, outros podem enfocar mais custo ou peso. O método de projeto considerado neste trabalho consistem em manter uma atenuação mínima de 20 dB nas correntes em 60 Hz.

A parcela do numerador da equação (4.6) indica o primeiro ponto de cruzamento por 0 dB da resposta em frequência do filtro. Este ponto pode ser alocado em 600 Hz, através da equação (4.7), para garantir a atenuação esperada de todas as correntes abaixo desta frequência. Assim, com pior caso (V_{CC} mínimo) de V_{CC} = 200 V, o C_o = 1,3 μF.

$$C_o = \frac{1}{2\pi V_{CC}.600} \tag{4.7}$$

Com o capacitor de saída definido, valor do indutor é obtido a partir da equação (4.5), que fica L_o = 2,1 mH.

4.3.3. Capacitor de Desacoplamento do Link CC

Este conversor possui a vantagem de ter um controle independente entre a entrada e a saída. Assim, a corrente solicitada na entrada é contínua e com um *ripple* controlado em função do dimensionamento da indutância, por isso não é necessário o capacitor de desacoplamento na entrada. O capacitor de desacoplamento deste conversor é o do link CC.

Apesar de ser o mesmo capacitor de saída do conversor boost, ele não pode ser dimensionado apenas para a atenuação do *ripple* de tensão nesta aplicação. Este capacitor permite que a diferença de potência instantânea entre a entrada e a saída seja compensada pela variação de energia e tensão no link CC. Ou seja, a variação de tensão está relacionada à variação de energia, conforme (4.8).

$$\frac{C_{CC}}{2}.\left({V_{CC}}^{max^2} - {V_{CC}}^{min^2}\right) \geq \Delta E \tag{4.8}$$

Por sua vez, a variação de energia depende da variação de potência de saída que vai do mínimo ao máximo em ¼ do período de 60 Hz, a qual pode ser definida a partir de (4.9).

$$\Delta E = \frac{P_o^{\text{eficaz}}\sqrt{2}}{2\pi.60} \quad (4.9)$$

Unindo as duas equações, chega-se a nova equação (4.10) que permite o dimensionamento do capacitor de desacoplamento do link CC.

$$C_{CC} \geq \frac{P_o^{\text{eficaz}}\sqrt{2}}{\left(V_{CC}^{max^2} - V_{CC}^{min^2}\right).\pi.60} \quad (4.10)$$

Portanto, este capacitor depende da potência ativa eficaz de saída e da variação entre as tensões máxima e mínima toleradas. A tensão máxima é limitada pela capacidade dos semicondutores e a tensão mínima influencia na qualidade da modulação do inversor. No entanto ainda é preciso considerar uma margem de variação para transitórios. Para o projeto considerado neste trabalho, a tensão máxima tolerada pelos componentes é de 300 V, mas em regime normal de operação o capacitor será dimensionado para que a tensão oscile entre 245 a 255 V. Assim, para a potência máxima de projeto, o capacitor mínimo deverá ser C_{CC}=450 µF.

4.3.4. Dimensionamento dos indutores no conversor convencional

Neste conversor, dois indutores devem ser dimensionados: indutor do boost e o indutor do filtro. Ambas as indutâncias foram projetadas baseadas nas metodologias descritas. Com estes parâmetros, com as correntes e frequências é possível dimensionar o indutor utilizando os mesmos métodos apresentados para o dimensionamento do indutor de conexão com a rede nas seções 3.5.2, no Apêndice B e também encontrados em [55] e [56]. O projeto do indutor de conexão foi feito de modo independente da topologia de inversor utilizada.

O indutor boost deve ser projetado para alta frequência, onde a corrente média CC é a corrente no MPP do painel. A Tabela 4.1 apresenta os resultados de dois exemplos de núcleos projetados que atendem às especificações, sendo o escolhido o da direita.

Tabela 4.1- Tabela de exemplos de indutores físicos para o boost no conversor convencional.

	Tipos de Núcleos	
	NEE-55/28/25 -130-IP12	**NEE-42/21/15-4000-IP12**

	[42]	**Com Gap de 1,5 mm**
Peso (núcleo)	262g	88g
Dimensões (núcleo)	55x56x25mm	42x42x15mm
B^{max}	0,4 T	0,4 T
Al (nH/espira^2)	130	76
N, eq. (B.1)	60	79
$\boldsymbol{A_e}$	421 mm^2	240 mm^2
A_e mínimo, eq. (B.3)	333 mm^2 (ok)	227 mm^2 (ok)
Bitola necessária	18Awg -0,82 mm^2–11A-0,021 Ω/metro.	
3xÁrea (cobre)	149 mm^2	195 mm^2
Área da Janela	375 mm^2 (ok)	256 mm^2 (ok)
Imagem em perspectiva dos núcleos		

Com relação ao indutor do filtro de saída, este apresentou a mesma indutância que o indutor de conexão. A sua corrente também é aproximadamente igual de modo que o indutor do filtro pode ser igual ao indutor projetado para a conexão com a rede na Tabela 3.2.

4.3.5. Avaliação da eficiência

Para realizar a avaliação da eficiência do conversor, é preciso identificar os valores médios e eficazes das correntes em todos os semicondutores e elementos resistivos do circuito. Além disto, os esforços nos semicondutores também são necessários para determinar os componentes a serem utilizados.

No primeiro estágio boost, a chave deve suportar a tensão V_{CC}, a corrente média em (4.11) e a corrente eficaz em (4.12).

$$I_{Lb}^{médio} = I_{mpp}.D \tag{4.11}$$

$$I_{Lb}^{eficaz} = I_{mpp}.\sqrt{D} \tag{4.12}$$

O diodo série também dever suportar a tensão reversa que é a máxima V_{CC}, a corrente média em (4.13) e a corrente eficaz em (4.14).

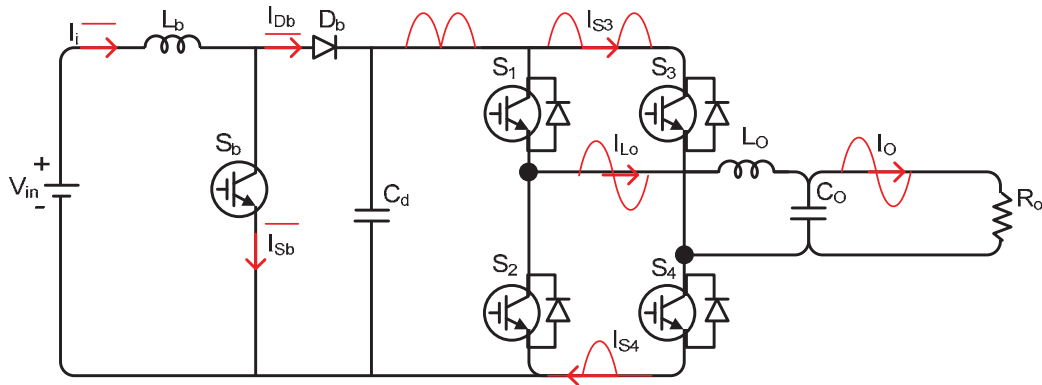
$$I_{Db}^{médio} = I_{mpp}.(1 - D) \quad (4.13)$$

$$I_{Db}^{eficaz} = I_{mpp}.\sqrt{1 - D} \quad (4.14)$$

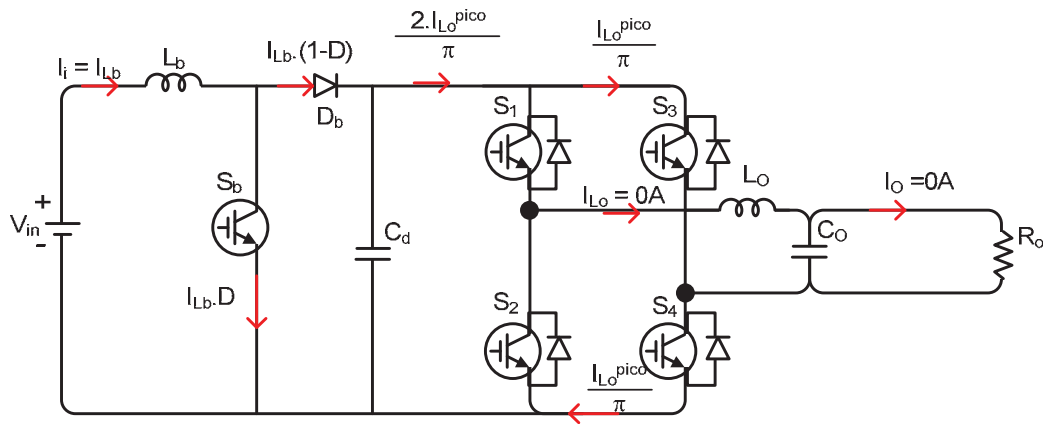
No inversor, as chaves e os diodos anti-paralelo devem suportar tensão V_{CC}. Considerando o *ripple* de corrente desprezível em relação à corrente alternada, a corrente de pico nas chaves será o pico da corrente do indutor de saída I_{Lo}, calculado pela expressão (4.15), obtida a partir do cálculo da corrente necessária no indutor para manter a tensão do capacitor regulada com carga resistiva.

$$I_{Lo}^{pico} = \sqrt{\left(\frac{V_o^{pico}}{R_o}\right)^2 . \left[\left(R_o C_o \omega_g\right)^2 + 1\right]} = \frac{V_o^{pico}}{R_o} . \sqrt{\left(R_o C_o \omega_g\right)^2 + 1} \quad (4.15)$$

Esta corrente permite identificar os valores médios sobre as chaves do inversor, como mostra a Figura 4.18. Estas são as correntes médias calculadas na frequência de chaveamento.

Figura 4.18- Correntes médias na frequência de chaveamento do conversor convencional.

Fonte: Galotto Junior (2011)

A partir desta figura, também podem ser calculados os valores médios, na Figura 4.19, integrando no período da frequência da rede.

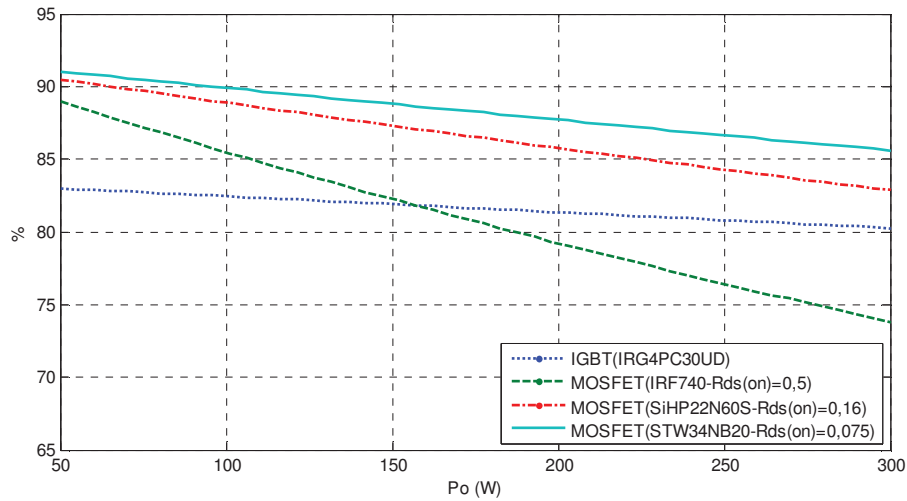
Figura 4.19- Correntes médias do conversor convencional.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Estes valores estão em função da corrente de pico do indutor de saída que deverá manter uma relação com a corrente de entrada em função da razão cíclica D para que a tensão média no link CC seja constante. A Tabela 4.2 apresenta as considerações utilizadas para o cálculo das perdas em cada componente.

Tabela 4.2- Equações de cálculo da eficiência.

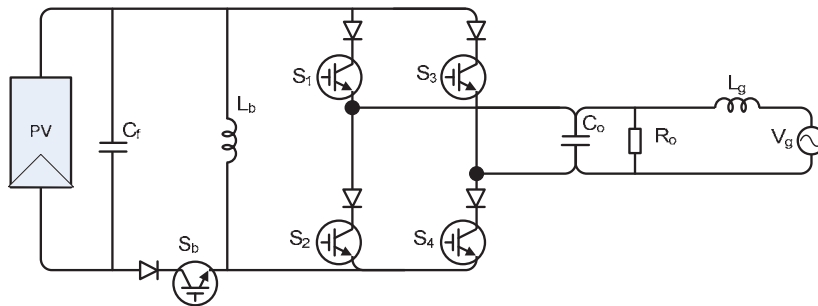
Tipo das perdas	Componente	Equação
Em condução	IGBT	$V_{ce(on)}$ x $I_{médio}$
	MOSFET	$R_{ds(on)}$ x I_{eficaz}^2
	Diodo	$V_{(on)}$ x $I_{médio}$
	Resistência série	$R_{(on)}$ x I_{eficaz}^2
De chaveamento (dissipativo)	IGBT	Ps = Perdas totais de chaveamento em mJ/(A.ciclo) no datasheet do componente. Ps x Ic x fs
	MOSFET	Tc = tempo de cruzamento obtido no datasheet do componente. Tc x(I_{ds}/2) x (V_{ds}/2) x fs
	DIODO	Desprezado

O gráfico da Figura 4.20 mostra a curva de eficiência aproximada em função da potência de saída para diferentes tipos de semicondutores utilizados, desconsiderando-se as perdas magnéticas e nos elementos capacitivos.

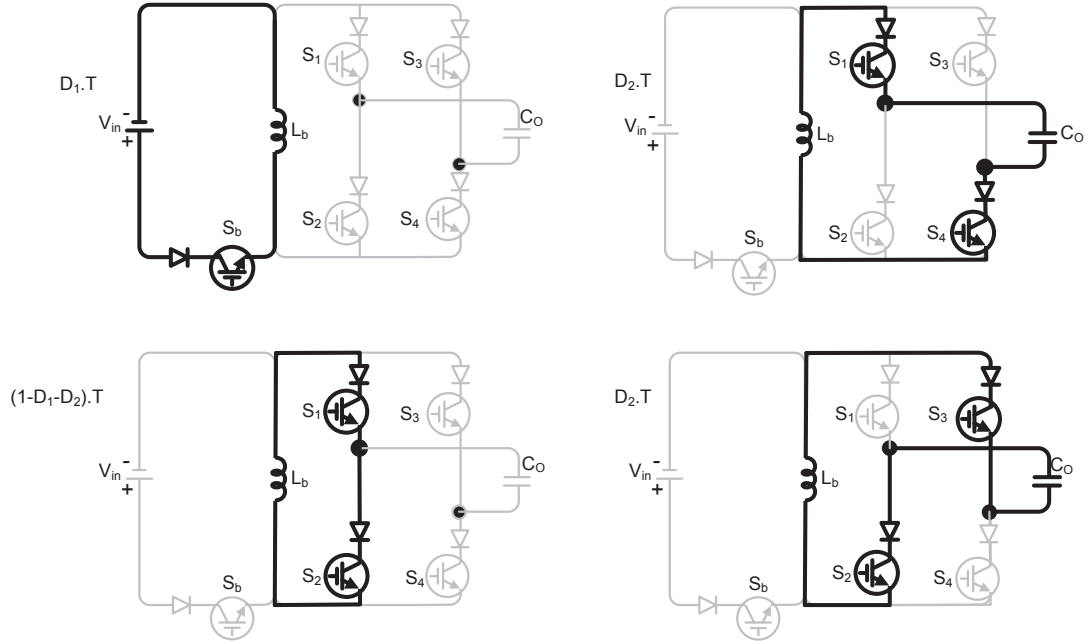
Figura 4.20- Eficiência aproximada do inversor para diferentes tipos de componentes.

Fonte: Galotto Junior (2011)

4.4. PROJETO DO CONVERSOR BUCK-BOOST TRI-STATE

O circuito completo do conversor Buck-Boost Tri-state considerado para a realização do projeto e equacionamentos está apresentado na Figura 4.21.

Figura 4.21- Circuito completo do conversor Buck-Boost Tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

O modelo médio em espaço de estados deste conversor pode ser levantado a partir de (4.16), considerando as três etapas de funcionamento ilustradas na Figura 4.22, onde: $D_1.T$ é o estado de curto-circuito, $D_2.T$ é o estado ativo (ou de transferência de energia) e o $(1\text{-}D_1\text{-}D_2).T$ é o estado de roda livre (ou de manter a energia no indutor).

Figura 4.22- Etapas de chaveamento do inversor buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Verifica-se também na Figura 4.22, que existem dois tipos de estados no intervalo correspondente a D_2. Nas equações médias, a mudança ocorre invertendo o sinal das parcelas multiplicadas por D_2. Portanto, pode-se manter as mesmas equações médias considerando que D_2 varia de -1 a 1, e o seu sinal indica a inversão de polaridade. Estas equações médias ponderando no tempo para cada estado de operação estão em (4.16).

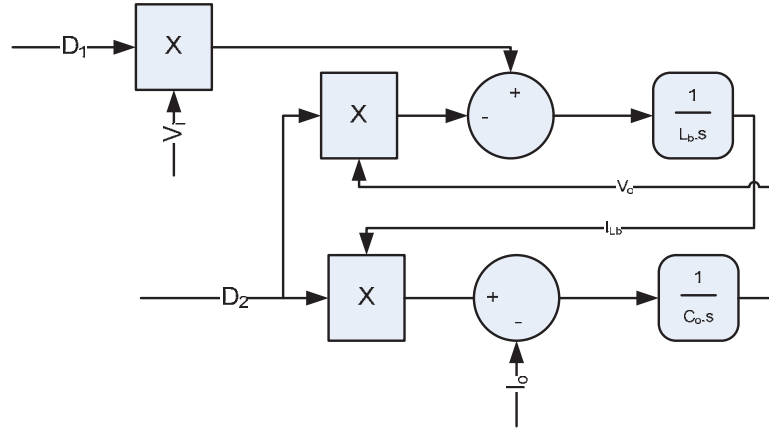
$$\begin{cases} L_b.\dot{I_{Lb}} = V_i.D_1 - V_o.D_2 + 0 \\ C_o.\dot{V_o} = -I_o.D_1 + (I_{Lb} - I_o).D_2 - I_o.(1 - D_1 - D_2) \end{cases} \quad (4.16)$$

Reduzindo, obtêm-se as equações (4.17) e (4.18), na forma matricial.

$$\begin{cases} L_b.\dot{I_{Lb}} = V_i.D_1 - V_o.D_2 \\ C_o.\dot{V_o} = -I_o + I_{Lb}.D_2 \end{cases} \quad (4.17)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I_{Lb}} \\ \dot{V_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -{D_2}/{L_b} \\ {D_2}/{C_o} & 0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_{Lb} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & {D_1}/{L_b} \\ -{1}/{C_o} & 0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_o \\ V_i \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Para o inversor, mantêm-se as mesmas equações apenas invertendo a polaridade, que pode ser representada por $D_2 < 0$. Para $D_2 = 1 - D_1$, o modelo se torna igual ao buck-boost convencional. A Figura 4.23 mostra este modelo médio em diagrama de blocos.

Figura 4.23- Diagrama de blocos do modelo médio do buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Observa-se que D_1 influencia diretamente somente na corrente do indutor. Enquanto D_2 influencia na tensão de saída, com alguma interferência na corrente do indutor.

4.4.1. Dimensionamento da indutância

O dimensionamento da indutância L_b pode ser realizado com base na energia armazenada necessária para que haja mínima oscilação na corrente através deste indutor, conforme (4.19), semelhante ao capacitor do link CC do conversor com 2 estágios.

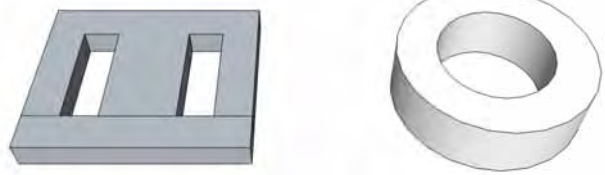
$$\frac{L_b}{2}.\left({I_{Lb}}^{max^2} - {I_{Lb}}^{min^2}\right) = \Delta E \tag{4.19}$$

A variação da energia pode ser calculada em função da potência de saída durante ¼ de ciclo de 60Hz, que é a mesma apresentada em (4.9). Desta forma, a indutância pode ser obtida em função da potência máxima e da variação de corrente admitida, como em (4.20).

$$L_b = \frac{P_o\sqrt{2}}{\left({I_{Lb}}^{max^2} - {I_{Lb}}^{min^2}\right).\pi.60} \tag{4.20}$$

Portanto, a indutância aumenta, quanto maior a potência de saída, e diminui quanto maior a corrente de operação e maior a oscilação de corrente admitida.

Semelhante ao VSI, a corrente mínima é determinada pelo limite necessário para a modulação e a corrente máxima é determinada pelo limite da capacidade dos componentes. O limite mínimo está relacionado à corrente de saída de pico e ao valor máximo de D_2, de modo que obedeça à restrição em (4.21).

$$I_{Lb}{}^{min}.D_2 > I_o{}^{pico} \tag{4.21}$$

Como exemplo, para P_o = 300 W, $I_{Lb}{}^{max}$ = 10 A e $I_{Lb}{}^{min}$ = 7 A a indutância necessária é 44 mH. Aumentando a corrente máxima para 16 A e a mínima para 12 A, a indutância muda para 20 mH. Este aumento da corrente também aumentará os esforços sobre os semicondutores e terá implicação sobre a eficiência e o valor ótimo para cada projeto precisa ser estudado.

Embora o valor da indutância necessária seja muito elevado, o uso desta indutância está eliminando o capacitor do link CC da topologia convencional de dois estágios. De modo que a principal vantagem imediata é o aumento da vida útil, que é a principal meta dos conversores aplicados em geração fotovoltaica atualmente.

4.4.2. Construção do indutor

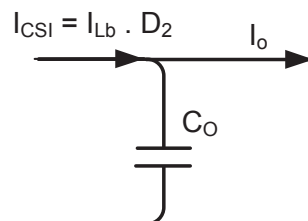
Determinada a indutância, o indutor deve ser dimensionado considerando primeiramente que o seu fluxo é predominantemente contínuo. A Tabela 4.3 apresenta algumas alternativas de indutores L_b para o inversor Buck-Boost Tri-State. São apresentadas duas alternativas com núcleo de ferro silício e outra com núcleo de pó de ferro. O núcleo de pó de ferro é mais pesado, mas por seu formato toroidal pode facilitar a sua alocação física no circuito. Um segundo projeto com núcleo de ferro apresentado, um pouco mais além do usual, seria utilizar pequenos ímãs permanentes para gerar um fluxo oposto ao fluxo CC aumentando a corrente admissível antes de atingir a saturação do núcleo. No exemplo apresentado na tabela, o mesmo núcleo de ferro é utilizado, porém com menor espessura e peso.

Tabela 4.3- Tabela de exemplos de indutores físicos para indutor L_b do buck-boost *tri-state*.

	Tipos de Núcleos	
	4HS500 [43] **18mm de espessura 2,5mm de *air gap***	**Toroidal Pó de Ferro-026** [57]
Peso (núcleo)	2,1 kg	2,4 kg
Dimensões (núcleo)	125x150x18mm	132x132x40mm
Al (nH/espira^2), eq. (B.4)	226	298
N, eq. (B.1)	297	259
A_e	900 mm^2	1050 mm^2
A_e mínimo, eq. (B.3)	841 mm^2 (ok)	839 mm^2 (ok)
Bitola necessária	2,1 mm^2	
3xÁrea (cobre)	1873 mm^2	1632 mm2
Área da Janela	1875 mm^2 (ok)	4802 mm2
Imagem em perspectiva dos núcleos		

4.4.3. Dimensionamento da Capacitância de saída

O dimensionamento da capacitância de saída deve ser feito de acordo com o circuito da Figura 4.24. O objetivo do capacitor é eliminar o *ripple* da tensão de saída e deve ser o menor possível.

Figura 4.24- Modelo médio do CSI.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Considerando a corrente de saída como um distúrbio, o capacitor deve filtrar apenas o ripple da frequência de chaveamento da corrente de saída do inversor de corrente. Para isto, analisando pela resposta em frequência do capacitor, deve ser garantida que a frequência da corrente seja atenuada pelo capacitor observando a tensão. Desta forma, a frequência de cruzamento deve ser menor que a frequência de chaveamento, resultando em (4.22).

$$C_o > \frac{1}{2\pi . f_s} \tag{4.22}$$

Para f_s = 18 kHz, em (4.22), C_o > 8,8 μF. Para f_s = 30kHz, então: C_o > 5 μF.

Diferente da capacitância de saída do VSI, é esperado que este seja um pouco maior para filtrar a sua corrente de carga que é descontínua.

4.4.4. Ganho estático máximo

Baseado nas equações de estado deste conversor, o ganho estático máximo para saída contínua corresponde a (4.23).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D_1}{D_2} \tag{4.23}$$

Quando D_2=1-D_1, tem-se o ganho estático do buck-boost convencional. Para a operação *tri-state*, o ganho depende da razão entre D_1 e D_2 e pode alcançar grandes ganhos mesmo com pequeno tempo de curto-circuito. Assim, como no boost ou no buck-boost teórico, o ganho máximo é infinito. No entanto, na prática, este ganho está limitado devido às perdas do conversor. No *tri-state*, o ganho é infinito quando D_2 é igual a zero. Porém, a corrente do indutor também vai para o infinito (4.24).

$$I_{Lb} = \frac{I_o}{D_2} \tag{4.24}$$

No entanto, na prática, há uma limitação para esta corrente que está relacionada à resistência do indutor. Assim, o ganho máximo de tensão do conversor está relacionado à máxima corrente I_{Lb} e um modelo mais detalhado é necessário.

As novas equações de estado, considerando a resistência do indutor estão em (4.25) em (4.26), na forma matricial.

$$\begin{cases} L_b.\dot{I_{Lb}} = V_i.D_1 - V_o.D_2 - R_{Lb}.I_{Lb} \\ C_o.\dot{V_o} = -I_o + I_{Lb}.D_2 \end{cases} \quad (4.25)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I_{Lb}} \\ \dot{V_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{Lb} & -{D_2}/{L_b} \\ {D_2}/{C_o} & 0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_{Lb} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & {D_1}/{L_b} \\ -{1}/{C_o} & 0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_o \\ V_i \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Com estas equações, a corrente máxima será atingida no valor indicado em (4.27).

$$I_{Lb} = \frac{V_i.D_1 - V_o.D_2}{R_{Lb}} \quad (4.27)$$

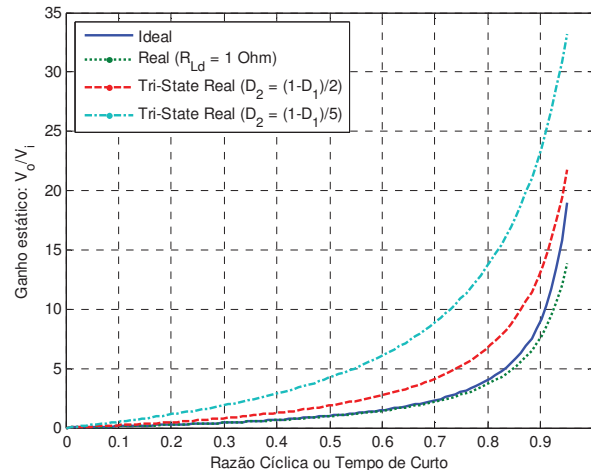
E a tensão máxima, para uma carga resistiva R_o de acordo com (4.28).

$$\frac{V_o}{R_o} = I_{Lb}.D_2 = \frac{V_i.D_1 - V_o.D_2}{R_{Lb}}.D_2 \quad (4.28)$$

Simplificando (4.28), chega-se à nova expressão do ganho estático em (4.29).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D_1}{D_2.\left(\frac{R_{Lb}}{R_o.D_2{}^2}+1\right)} \quad (4.29)$$

Deste modo, verifica-se que há uma redução do ganho estático prático, como esperado. Por outro lado, a variação de D_1 independente de D_2, no *tri-state*, permite um aumento deste ganho acima do buck-boost convencional, assim como mostrado na Figura 4.25.

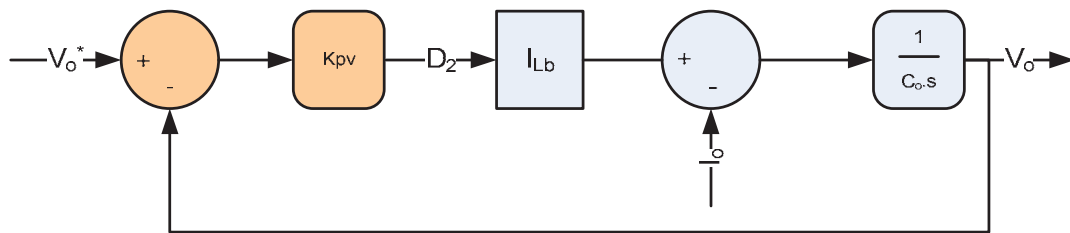
Figura 4.25- Comparação do ganho estático entre o buck-boost convencional e tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

4.4.5. Malhas de controle de tensão

O cálculo do ganho estático apresentado consiste apenas na variação de D_1 e D_2 em malha aberta. Presumindo uma indutância para o mínimo de ondulação de corrente, aproximadamente constante, a equação dinâmica da tensão de saída pode ser simplificada em (4.30).

$$\frac{V_O}{D_2} = \frac{I_{Lb}}{(C_O.s+1/R_O)} = \frac{R_O.I_{Lb}}{(R_O.C_O.s+1)} \quad (4.30)$$

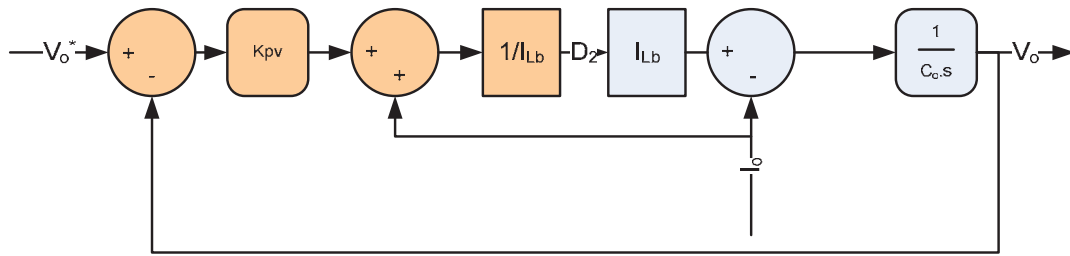
Com I_{Lb} constante, o ganho estático (s = 0) se torna unicamente dependente de D_2 e da carga. Portanto, a tensão poderá ser controlada de forma independente da corrente de entrada. A carga de saída também pode ser considerada como um distúrbio para a malha de controle, de modo que o diagrama em malha fechada está apresentado na Figura 4.26, com o controle e a planta em tons diferentes.

Figura 4.26- Diagrama de blocos do controle de Vo no buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Neste diagrama, os blocos da planta e do controle estão diferenciados em tonalidade. A constante K_{pv} deve ser dimensionada para rastrear a tensão em 60 Hz, devendo responder acima de 10 vezes desta frequência (4.31). O limite da frequência de Nyquist também deve ser obedecido.

$$K_{pv} > \frac{2\pi.600.C_O}{I_{Lb}} \quad (4.31)$$

Utilizando *feedforward* da corrente de saída, uma vez que esta esteja sendo sensoriada, é possível melhorar o desempenho da planta para a rejeição de distúrbios, especialmente para cargas não-lineares, como mostra a Figura 4.27.

Figura 4.27- Controle de Vo no buck-boost tri-state com feedforward.

Fonte: Galotto Junior (2011)

A planta equivalente simplificada se torna independente dos distúrbios da corrente de saída. Neste caso, o projeto da constante somente desconta o valor de I_{Lb}, que é cancelado antes de enviar a lei de controle à planta.

4.4.6. Malhas de controle de corrente

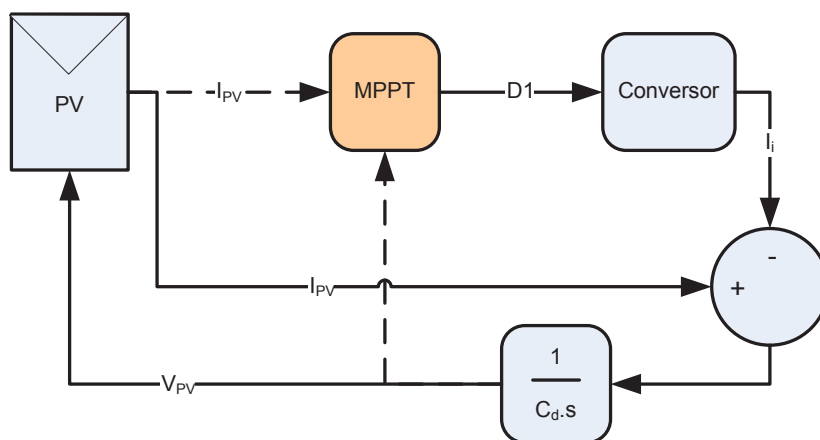
A tensão de saída também pode ser considerada um distúrbio para a malha de corrente, de modo que a equação da dinâmica da corrente do indutor está em (4.32).

$$\frac{I_{Lb}}{D_1} = \frac{V_i}{L_b.s} \tag{4.32}$$

Esta corrente poderia ser controlada de modo semelhante à tensão no link CC do conversor com 2 estágios. Porém, para a aplicação com alimentação a partir de um painel fotovoltaico, o controle da corrente de entrada constante é prioritário de modo a garantir a operação no MPP.

Assim, este controle não é feito a partir de um controlador clássico, mas com um algoritmo de MPPT, como mostra, de modo genérico, o esquemático da Figura 4.28.

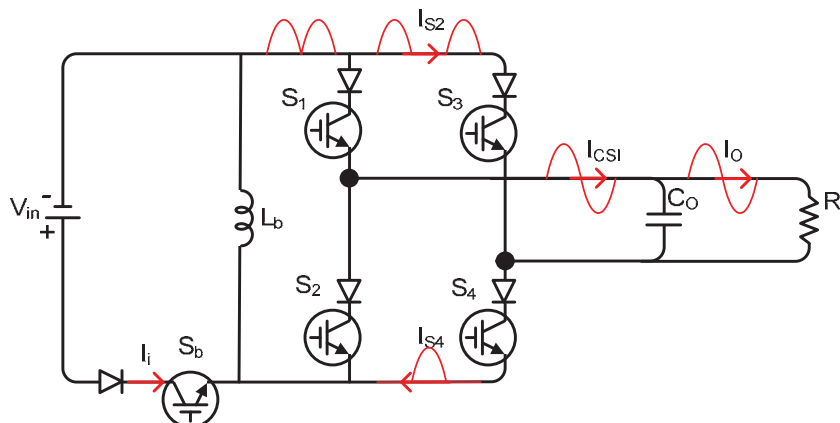
Independente do método de MPPT escolhido, eles sempre irão atuar em D_1. As leituras da tensão e da corrente do painel devem ou não ser medidas, dependendo do método escolhido. Pode ser observado que a corrente de entrada (I_i = I_{PV}) não é realimentada diretamente. A malha deve estabilizar na máxima potência e a sua velocidade de resposta deve depender do desempenho do método de MPPT e da resposta dinâmica do conversor.

Figura 4.28- Controle da potência de entrada.

Fonte: Galotto Junior (2011)

4.4.7. Estimação da eficiência

Para determinar aproximadamente a eficiência do conversor, é preciso estimar inicialmente as correntes médias sobre as chaves. As perdas totais nas chaves consistem em perdas em condução e perdas nas comutações. As mesmas considerações de cálculo da Tabela 4.2 foram utilizadas.

Para determinar a corrente média sobre cada componente em função da carga, foi considerada a Figura 4.29.

Figura 4.29- Correntes médias na frequência de chaveamento no estado ativo do buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Neste circuito, para que a tensão de saída seja senoidal e regulada em 127 V eficazes, deve-se obedecer (4.33).

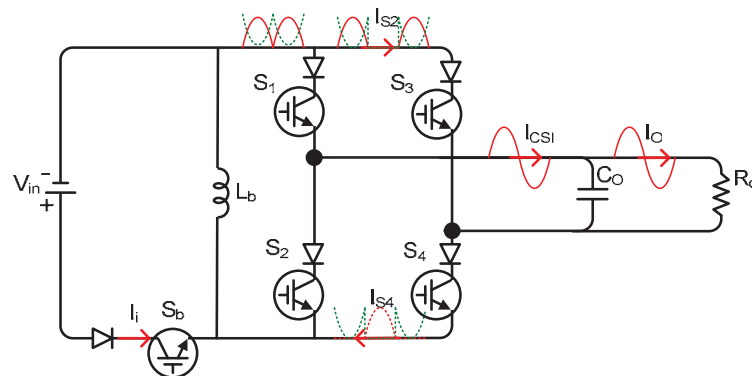
$$I_{csi} = \frac{V_{Co}{}^{pico}}{R_o} . \left(R_o C_o \omega . cos(\omega t) + sen(\omega t)\right) \quad (4.33)$$

Com (4.33), é possível analisar que se o capacitor de saída for zero, então a corrente do CSI será igual à corrente de carga. Porém, quanto maior for este capacitor, a corrente do CSI aumenta em relação à corrente da carga e sofre uma defasagem. Este efeito pode ser interpretado dividindo a corrente em duas parcelas: ativa e reativa. Mesmo a parcela reativa aumentando a corrente sobre o inversor, a capacitância de saída é necessária para filtragem do *ripple*, como apresentado anteriormente. Por isso existe uma capacitância mínima que deve ser considerada no projeto.

A princípio, para cálculo da eficiência, apenas a corrente de pico de saída do CSI, apresentada em (4.34), é necessária.

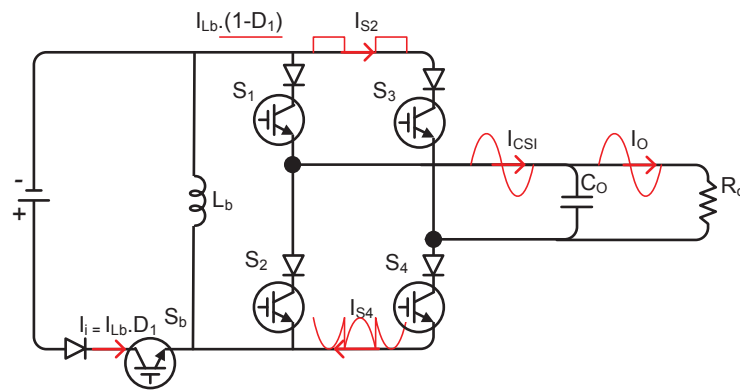
$$I_{csi}{}^{pico} = \sqrt{\left(\frac{V_{Co}{}^{pico}}{R_o}\right)^2 . \left[(R_o C_o \omega)^2 + 1\right]} = \frac{V_{Co}{}^{pico}}{R_o} . \sqrt{(R_o C_o \omega)^2 + 1} \quad (4.34)$$

Com (4.34), a corrente média de saída é conhecida, mas nas chaves é preciso somar as correntes médias do estado de roda livre do indutor, apresentadas em pontilhado na Figura 4.30.

Figura 4.30- Correntes médias na freq. de chaveamento com roda-livre do buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

As chaves S_1 e S_3 operam em baixa frequência e conduzem somente em 1 semi-ciclo. As chaves S_2 e S_4 comutam em alta frequência, alternando entre o tempo de transferência de energia e de roda livre do indutor.

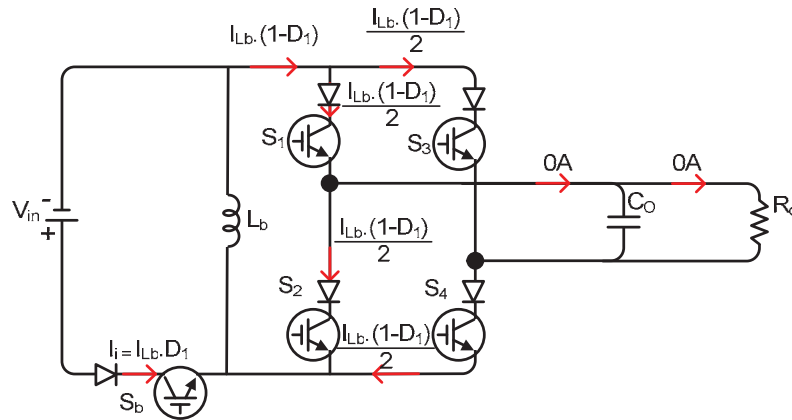
As correntes de roda livre são complementares à corrente do instante de transferência de energia, pelo próprio equacionamento do conversor. Portanto, elas podem ser consideradas constantes em valores médios nesta topologia, como ilustrado na Figura 4.31. Exceto pelas correntes nas chaves de alta frequência, que apresentam formatos que são uma soma de componentes senoidais.

Figura 4.31- Correntes médias totais na frequência de chaveamento do buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Como visto anteriormente, o valor de I_{Lb} depende do projeto e deve ser maior do que o valor de pico da corrente demandada na saída vezes D_2. Isto porque a corrente irá obedecer (4.24).

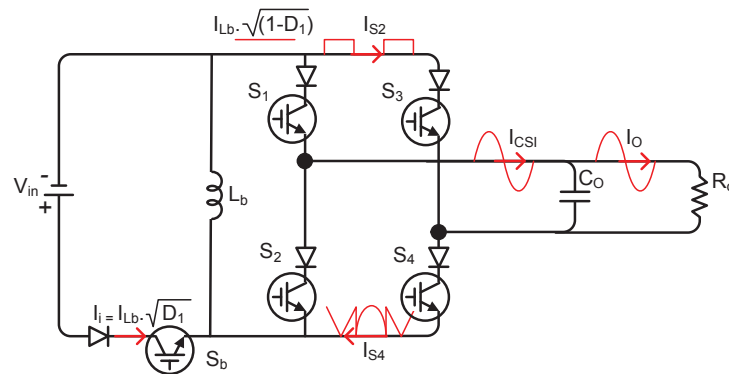
A corrente de entrada do CSI é $I_{Lb}.(1\text{-}D_1)$. Se L_b for dimensionado adequadamente, I_{Lb} pode ser considerado aproximadamente constante.

Assim, as correntes médias calculadas na frequência da rede para as chaves S_1, S_3 e S_b podem ser diretamente determinadas. Aparentemente, as correntes médias de S_2 e S_4 são mais difíceis de calcular, mas a média em baixa frequência também será um valor constante e igual aos valores das chaves S_1 e S_3, como mostra a Figura 4.32.

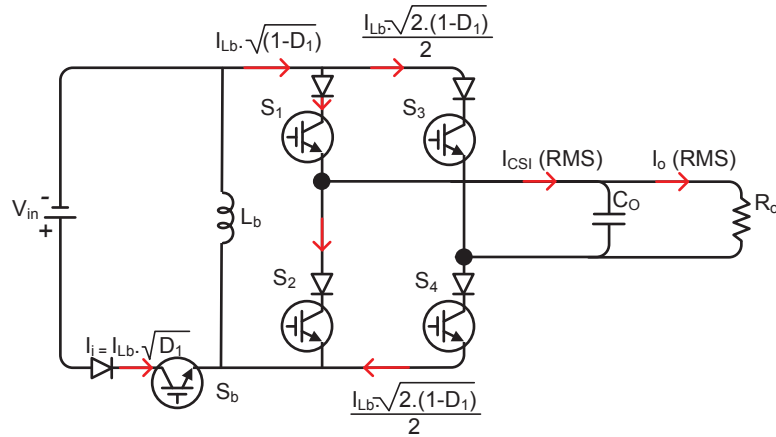
Figura 4.32- Correntes médias totais do buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Deste ponto de vista, as perdas no conversor se tornam independentes da carga. A corrente demandada pela carga determina o valor mínimo de I_{Lb}, assim, uma nova filosofia de controle poderia ser criada ajustando a corrente do indutor em função da carga para aumentar a eficiência em diferentes carregamentos.

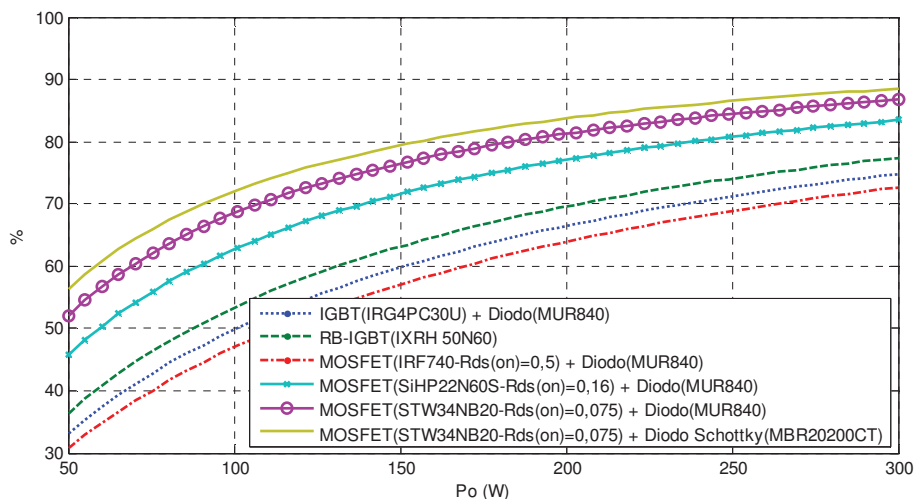
Realizando a mesma análise para as correntes eficazes em alta frequência, tem-se a ilustração das correntes da Figura 4.33. Estes valores podem ser obtidos a partir da equação de valores eficazes na frequência de chaveamento.

Figura 4.33- Correntes eficazes totais na frequência de chaveamento do buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

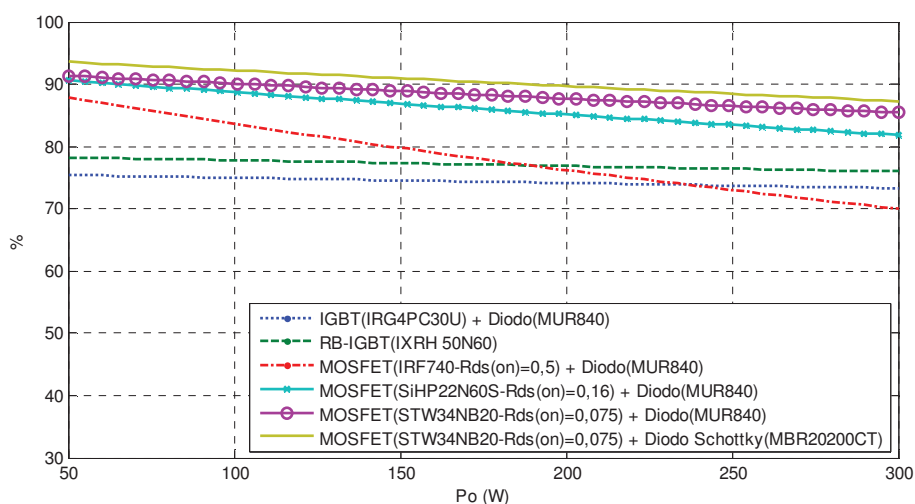
De forma semelhante aos valores médios, em baixa frequência, os valores eficazes podem ser obtidos, resultando nos valores apresentados na Figura 4.34.

Figura 4.34- Correntes eficazes totais do buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Assim como nos valores médios, os valores eficazes em baixa frequência das chaves S_1 e S_3 são os mesmos das chaves S_2 e S_4. Com os valores médios e eficazes das correntes calculadas, as perdas já podem ser estimadas, desconsiderando-se as perdas magnéticas e nos elementos capacitivos. O gráfico da Figura 4.35 mostra a curva de eficiência estimada para este conversor com potência máxima especificada em 300 W, para 6 combinações diferentes de semicondutores e resistência do indutor de 0,1 Ω.

Figura 4.35- Curvas de eficiência do buck-boost tri-state para diferentes semicondutores.

Fonte: Galotto Junior (2011)

A principal variável que influencia nas perdas é o valor de I_{Lb}, e, obviamente, necessita-se de um valor mínimo para que a realização da modulação seja possível. Se esta corrente for mantida constante, independente da carga, então as perdas também não dependerão da carga. Assim, a corrente do indutor ajustada para a carga nominal terá perdas constantes e maiores rendimentos. No entanto, terá baixa eficiência em menores cargas, sendo, portanto, o pior caso de operação para a eficiência desta estrutura. Para melhorar a eficiência em diferentes pontos de operação é possível ajustar a corrente do indutor para variar em função da corrente necessária na saída. Neste caso, a Figura 4.36 mostra a nova eficiência estimada para o conversor em função da carga.

Figura 4.36- Curvas de eficiência do buck-boost tri-state com $I_{Lb}^{médio}$ variável em função da carga.

Fonte: Galotto Junior (2011)

O RB-IGBT possui a grande vantagem de reduzir o número de componentes do circuito uma vez que o diodo série está encapsulado. Entretanto, os modelos atualmente disponíveis não permitem alta frequência de chaveamento e só são encontrados para tensões de 600 a 1200 V. Ao surgirem novas gerações de RB-IGBTs para alta frequência e otimizados para tensões em torno de 300 V, então eles poderão se tornar o trunfo destas topologias com CSI.

A Tabela 4.4 apresenta as estimações das perdas para cada componente na melhor combinação de semicondutores analisados.

Tabela 4.4- Perdas (W) em carga nominal, para cada componente do buck-boost tri-state.

	Corrente Média (A) - D1=0,7	**Corrente Eficaz (A) - D1=0,7**	**MOSFET (STW34NB20) + Diodo Schottky(MBR20200CT)**	
			Condução	Chaveamento
Lb	11	11	12,1	0,0
Sa	7,7	9,20	14,1	7,2
S1	1,65	4,26	3,0	0,0
S2	1,65	4,26	3,0	3,6
S3	1,65	4,26	3,0	0,0
S4	1,65	4,26	3,0	3,6
Perdas Totais			**38,2**	**14,4**

4.5. SIMULAÇÕES: SISTEMA COMPLETO

Para realizar uma comparação adequada entre as principais opções de topologias, é importante realizar as simulações também para a configuração convencional (2 estágios), com os mesmos parâmetros do módulo fotovoltaico e com os mesmos algoritmos de conexão. Em todos os casos, o método Beta foi escolhido para realizar o MPPT e o SMS associado com proteções passivas foi o método anti-islanding escolhido. O sincronismo é realizado com o auxílio de um PLL. As especificações do modelo de painel fotovoltaico utilizado foram as mesmas apresentadas na Tabela 2.3.

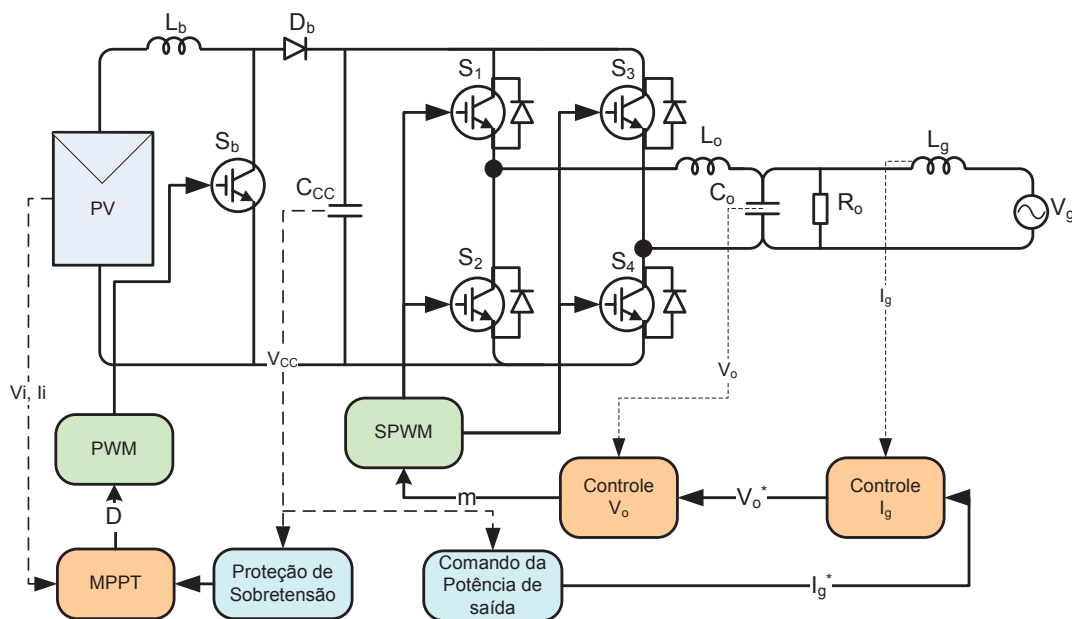
Nestas simulações, poderão ser observados os efeitos da atuação conjunta dos controles, apresentados separadamente no capítulo anterior. Procurou-se simular o sistema o mais completo e próximo do real possível, incluindo proteções de sobre e sub-tensão, inicialização e modos de operação. Modelos médios foram utilizados sempre em que o modelo chaveado fosse dispensável. Nas estruturas integradas foram utilizados os modelos exatos.

Todos os conversores foram simulados para operação isolada e em conexão com a rede. Uma comparação com os conversores integrados será apresentada ao final deste capítulo, onde, em função de determinadas premissas, poderia ser escolhida a estrutura de interesse, em função de suas características (desempenho) gerais.

4.5.1. Conversor Convencional

A Figura 4.37 apresenta o esquema de controle utilizado para realizar a simulação admitida como base convencional. Esta é a simulação do conversor sem isolação galvânica de 2 estágios mais comumente utilizada. O circuito de potência e o circuito de controle estão destacados.

Neste modelo há uma carga ligada diretamente na saída do inversor. Esta carga pode ser alimentada mesmo após o desligamento da rede, apenas para fins acadêmicos experimentais. Na prática, esta aplicação não é viável, uma vez que não há armazenamento extra de energia para garantir o abastecimento da carga e a aplicação de enfoque está na injeção de energia ativa na rede.

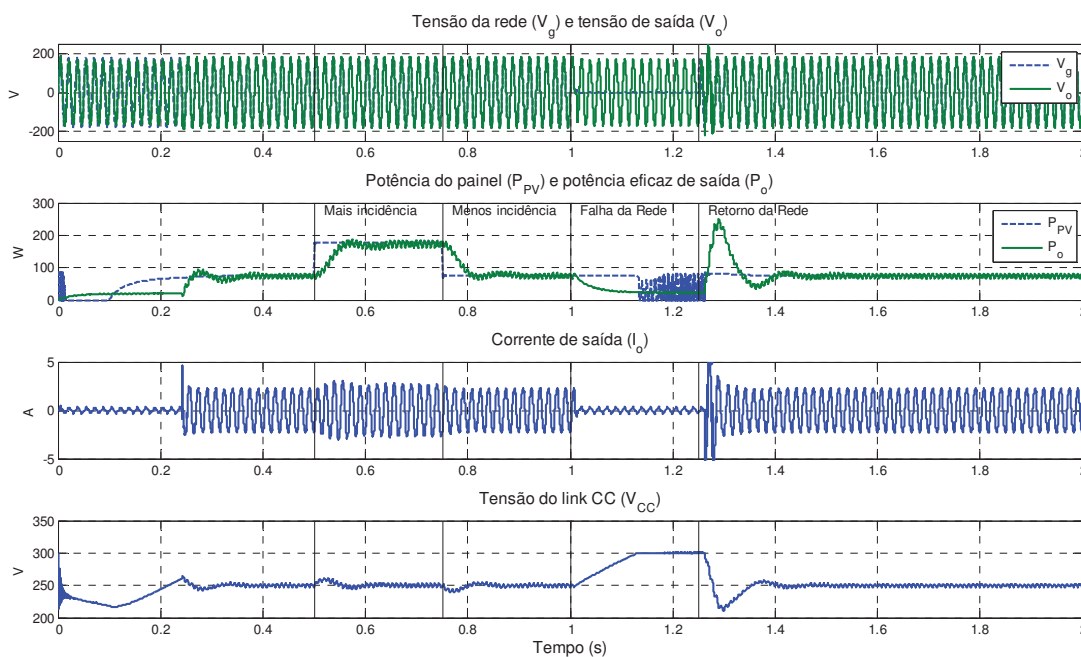
Figura 4.37- Esquema de controle do sistema convencional.

Fonte: Galotto Junior (2011)

O controle deste conversor é realizado em duas partes distintas. O MPPT pode ser feito separadamente da conexão com a rede, devido ao desacoplamento permitido pelo link CC. Pode-se notar que a tensão do link CC é a única variável em comum aos dois blocos de controle. A tensão baixa significa que mais energia pode ser drenada do painel até que o link CC atinja o valor máximo de projeto (300 V, neste caso), enquanto que para o inversor,

significa que menos energia deve ser injetada na rede. Se a tensão aumenta, o inversor aumenta a injeção de potência para equilibrar a tensão do link CC, projetada para permanecer em 250 V. Quando esta for menor do que 200 V, o inversor desliga.

A Figura 4.38 mostra os resultados de simulação obtidos e os eventos adicionados durante a simulação estão indicados. Estes mesmos eventos serão repetidos para todas as demais simulações. O sistema foi simulado por um período de 2 segundos, onde ocorrem os eventos de variação de irradiação e de falha e retorno da rede, como indicados no gráfico.

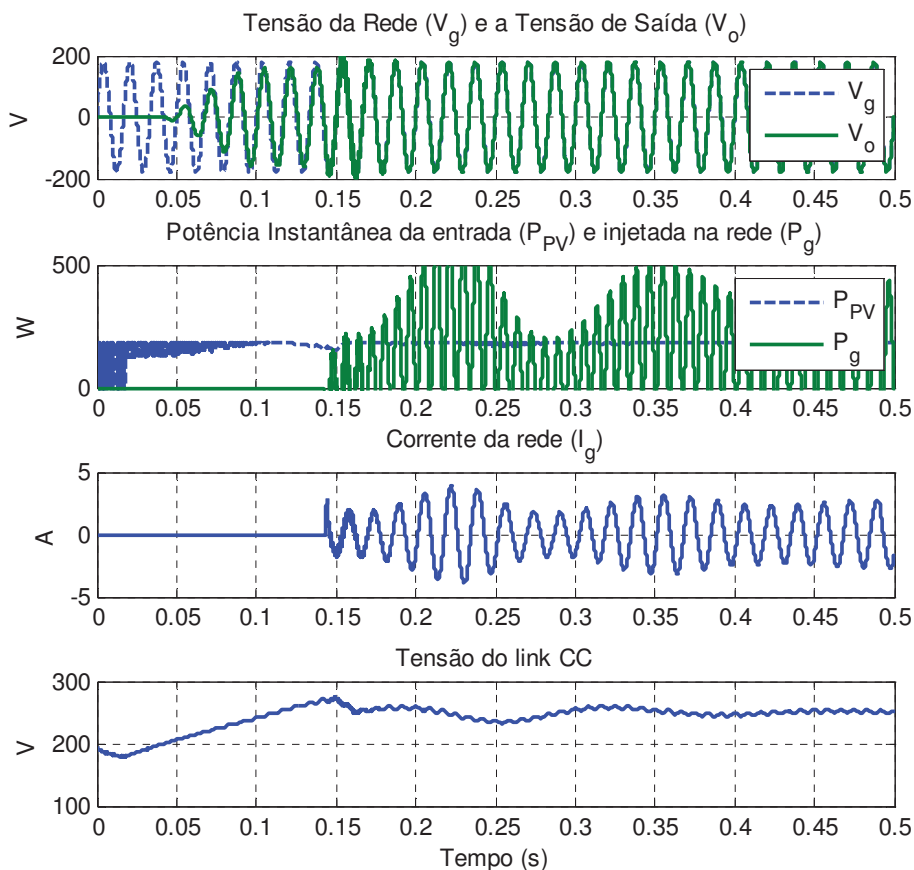
Inicialmente, o inversor liga automaticamente, sincroniza, conecta e inicia a transferência de potência. O primeiro evento é o aumento da incidência de energia sobre o painel e, em seguida, ocorre a redução desta incidência. A potência é injetada de acordo com a disponibilizada pelo painel.

Figura 4.38- Resultados da conexão e transferência de potência para o conversor convencional de dois estágios.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Em 1 segundo, ocorre a falha da rede que é detectada pelo algoritmo anti-islanding (adotada a combinação de SMS e passivos) e a conexão é interrompida. Um relé é aberto e o

inversor permanece funcionando para aguardar o retorno da rede ou pode ser desligado. A saturação da tensão do link CC em 300 V neste período reflete que a energia do painel é maior do que a demandada pela carga. A rede elétrica é restaurada em 1,25 segundos e o inversor inicia novamente o sincronismo. Após sincronizar e o sinal de falha do anti-islanding for desligado, o inversor se conecta novamente de modo automático. Neste momento, a energia injetada na rede é momentaneamente maior do que a disponível para descarregar a energia excedente do painel que ficou armazenada no link CC.

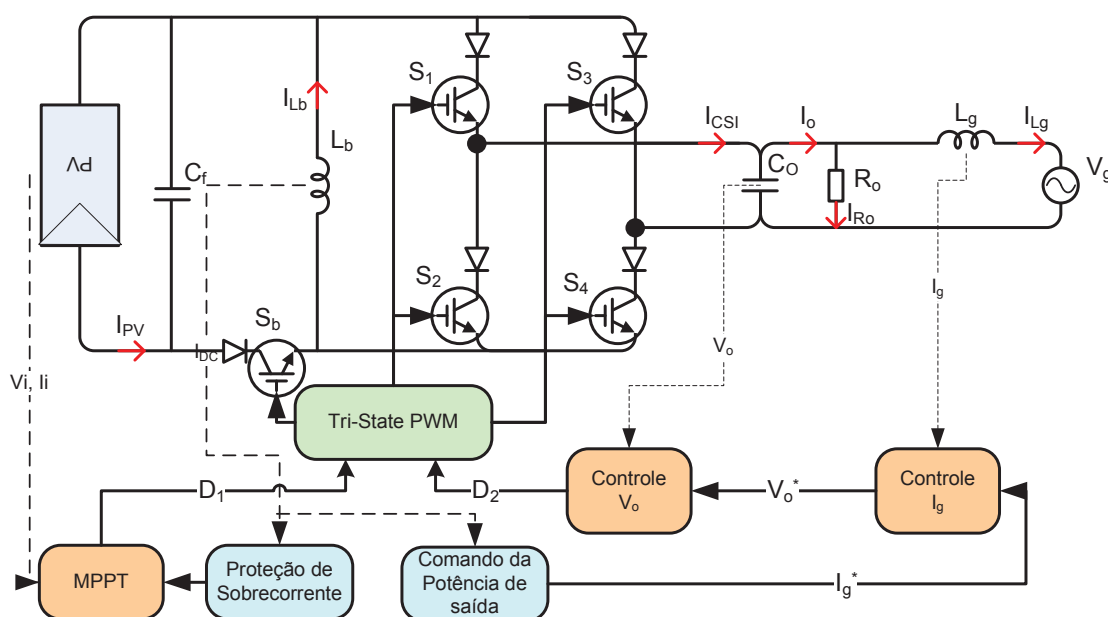
A Figura 4.39 mostra o detalhe do funcionamento do controle da injeção de potência na rede. O controle é realizado de modo a manter a tensão média de 250 V no link CC através do aumento ou redução da potência de saída enquanto a potência de entrada permanece constante e no ponto máximo com a utilização de um algoritmo de MPPT.

Figura 4.39- Controle de potência em função da tensão do link CC, para conversor de 2 estágios.

Fonte: Galotto Junior (2011)

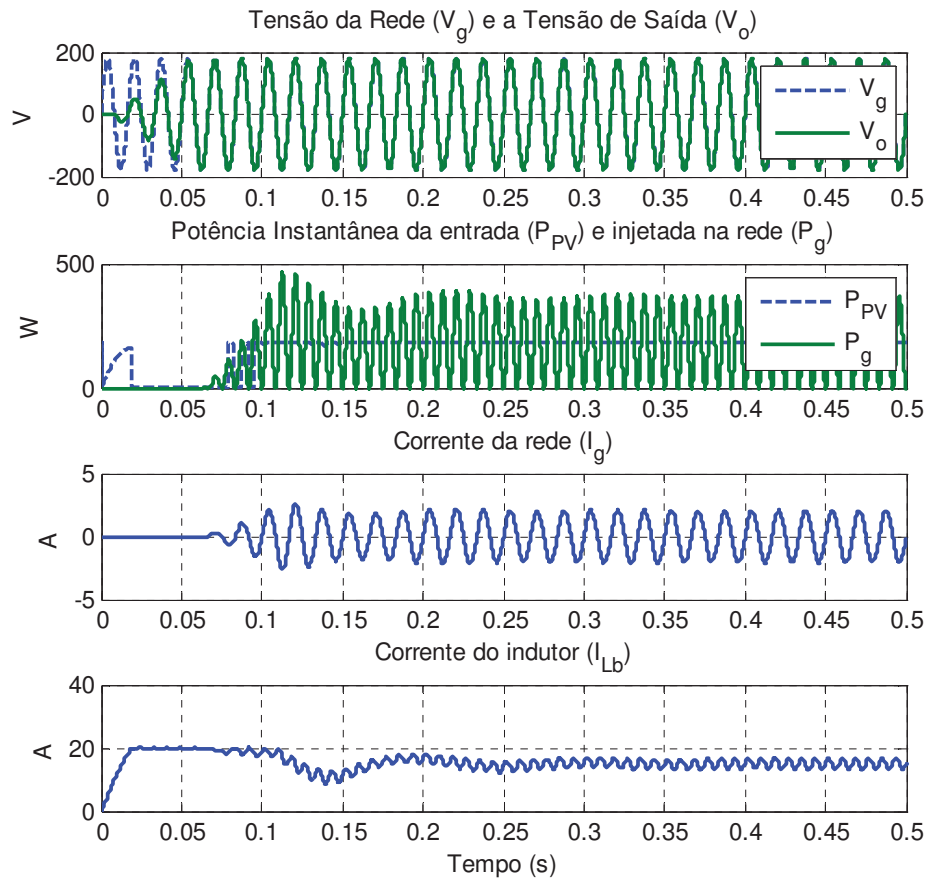
O transitório em baixa frequência observado corresponde à resposta do controle, enquanto a oscilação em 120 Hz corresponde às diferenças de potência entre a entrada e a saída. O foco deste conversor é a operação em conexão com a rede. Porém, é necessário operar em *Stand-alone* para o sincronismo antes de realizar a conexão.

4.5.2. Resultados para o conversor buck-boost tri-state

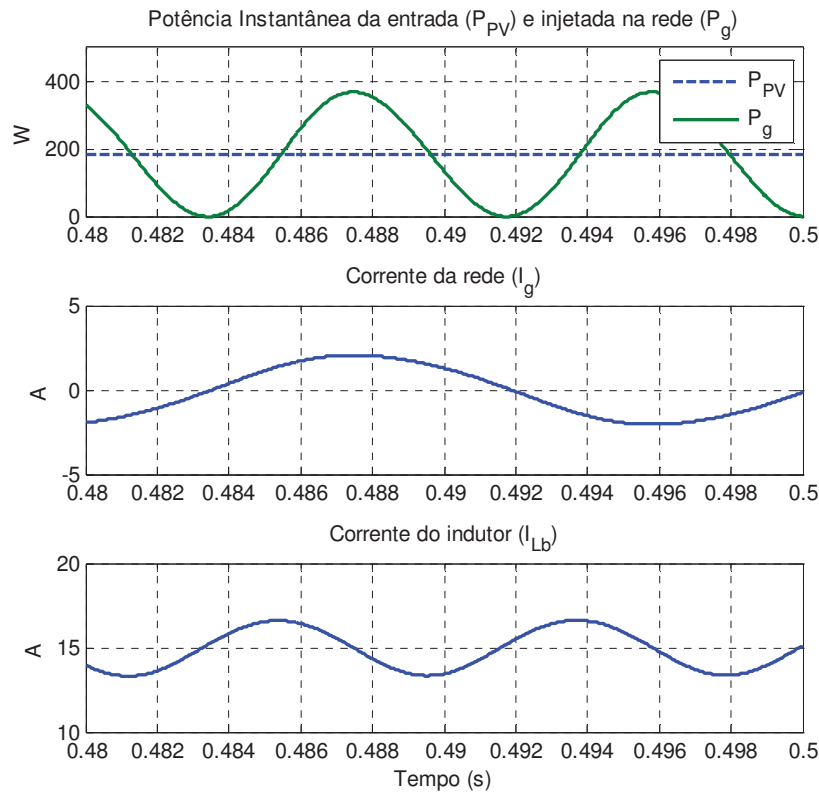
A Figura 4.40 apresenta o esquemático do controle completo do inversor integrado buck-boost tri-state. Pode ser verificado um controle independente das potências de entrada e de saída, de modo semelhante ao conversor convencional de 2 estágios, que foi possível graças à operação com modulação tri-state.

Figura 4.40- Esquema de controle do inversor integrado buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Na Figura 4.41, a potência injetada na rede é controlada em função da corrente no indutor, regulando o sistema para que permaneça em equilíbrio em 15 A. Quando proteção da corrente máxima de 20 A é alcançada, então o MPPT é desligado.

Figura 4.41- Controle de potência em função da corrente do indutor, para o inversor integrado Buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

A Figura 4.42 mostra o detalhe do desacoplamento entre a potência de entrada e de saída, de modo que a corrente aumenta quando a potência de saída é menor e diminui quando a potência de saída é elevada.

Figura 4.42- Detalhe do desacoplamento de potências através do indutor, para o inversor integrado Buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

4.6. COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS ENTRE AS TOPOLOGIAS

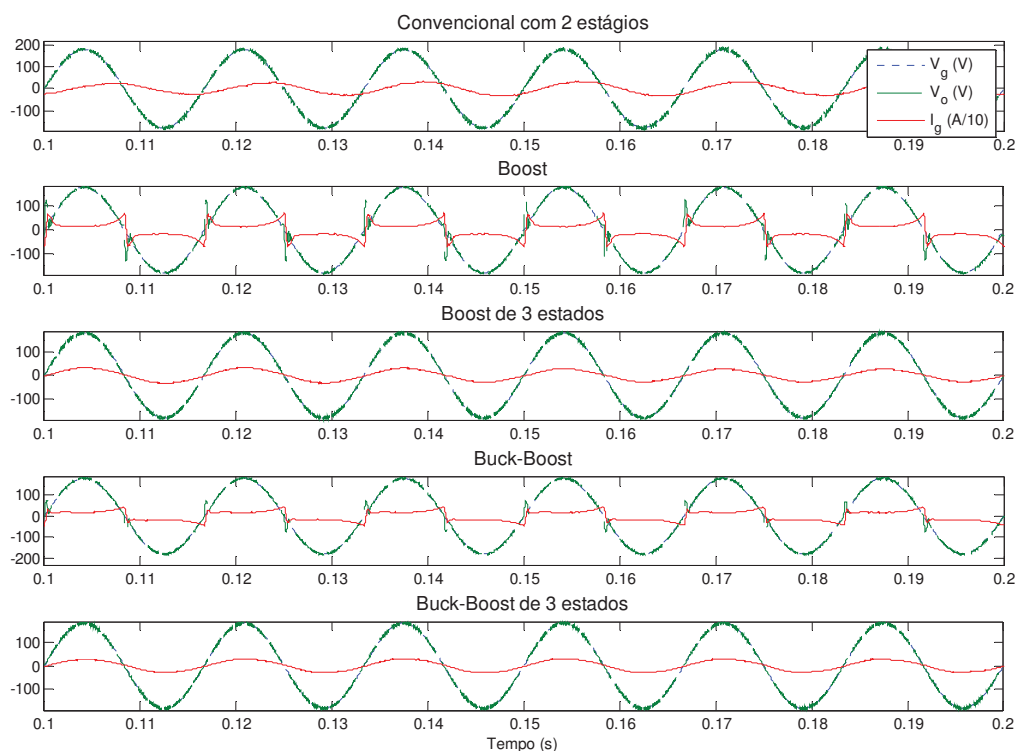
Os demais modelos de simulação, para todas as topologias analisadas nas comparações deste capítulo, podem ser observados no Apêndice A. A partir dos modelos, foi possível confirmar uma simplificação significativa alcançada no controle e nos circuitos de potência, com a integração e uso da modulação tri-state.

Como não há mais um estágio CC intermediário no inversor Buck-boost integrado, os algoritmos de MPPT e de conexão devem se comunicar diretamente. De fato, não há desvantagens imediatas do ponto de vista do controle. A desvantagem está na corrente de

entrada que é a variável que refletirá as variações de potência no lugar da tensão do estágio CC, o que resultaria na necessidade de um maior capacitor de desacoplamento passivo em paralelo com o painel. Além disto, parte da energia solar disponível durante os transitórios será perdida, prejudicando o fator de rastreamento.

4.6.1. Comparações gráficas

A Figura 4.43 mostra a corrente injetada na rede com uma escala de 10 vezes para facilitar a comparação com a tensão da rede desde a inicialização e a conexão de cada conversor. A potência de saída fica próxima de 300 W que é a máxima dimensionada para os conversores.

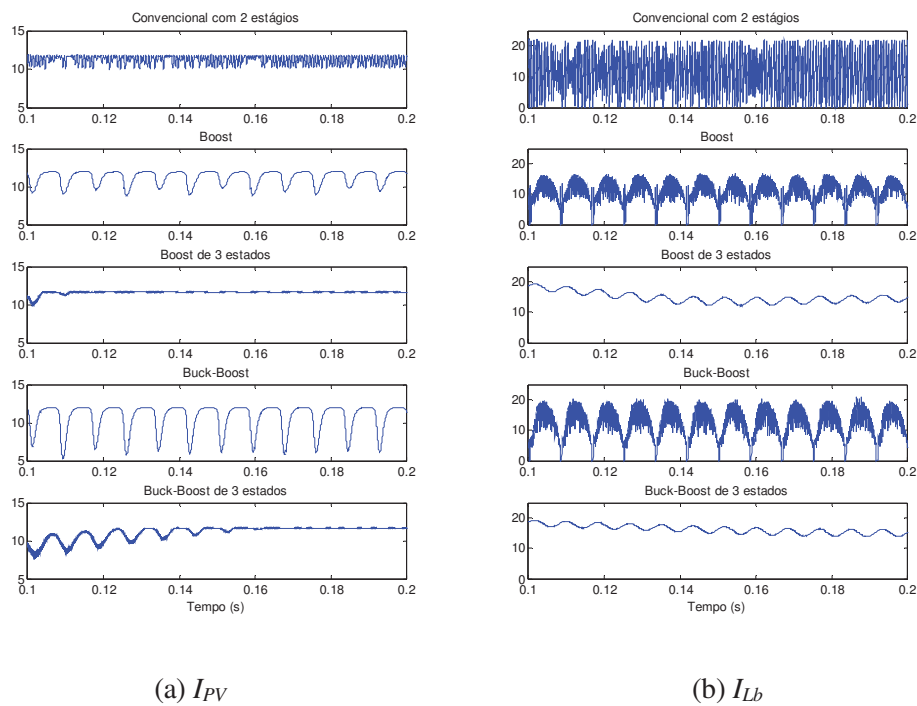
Figura 4.43- Corrente injetada (x10) na rede para os conversores avaliados.

Fonte: Galotto Junior (2011)

O objetivo desta comparação é visualizar a qualidade de onda da corrente obtida com cada topologia. A distorção harmônica total da corrente de cada conversor também foi calculada separadamente para a comparação.

É possível verificar que a maior parte das topologias integradas apresentaram problemas durante o cruzamento por zero, exceto as que possuem 3 estados (*tri-state*). Isso ocorre devido a tentativa de controlar o inversor como conversor CC/CC. Além disso, o conversor boost integrado também não opera com tensão de saída menor do que a entrada, aumentando a distorção.

Os gráficos da Figura 4.44 mostram a corrente fornecida pelo painel (a), e a corrente no indutor L_b (b). Nas configurações convencional, boost 3 estados e buck-boost 3 estados foram utilizadas pequenas capacitâncias em paralelo do painel. Para os demais um capacitor 150 vezes maior é utilizado para o desacoplamento. Com os 3 estados, a corrente de entrada pode ser controlada para ser mais próxima da contínua, assim como no conversor convencional de dois estágios.

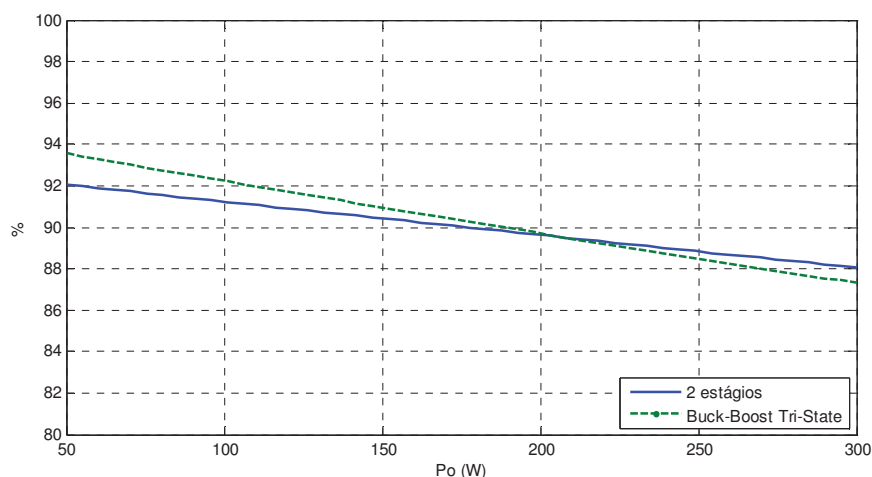
Figura 4.44- Correntes na saída do painel PV e no indutor L_b, para as estruturas analisadas.

(a) I_{PV} (b) I_{Lb}

Fonte: Galotto Junior (2011)

As oscilações nos indutores também são menores, o que reduz a potência comutada pelos semicondudores, melhorando o Fator de Utilização [58].

Nos conversores com 3 estados, o indutor desempenha a mesma função de armazenador de energia, similar ao capacitor do link CC da topologia convencional. Este é o motivo da redução das oscilações na corrente de entrada, configurando um desacoplamento indutivo.

A eficiência dos conversores para a melhor combinação de chaves para as duas principais topologias avaliadas também pode ser visualizada na Figura 4.45. Nesta figura, verifica-se que o conversor *tri-state* apresentou melhor eficiência em carga leve, desde que a corrente de L_b seja variável em função da carga.

Figura 4.45- Comparação entre a melhor eficiência estimada para cada conversor.

Fonte: Galotto Junior (2011)

4.6.2. Comparações numéricas

Para facilitar a escolha e a comparação das topologias foram utilizadas algumas medidas clássicas propostas na literatura [38], [58], como a Potência Comutada (Pc), o Fator de Utilização (F.U.), as energias magnética (E.L.) e capacitiva (E.C.) armazenadas, a distorção harmônica total de corrente (THDi), o Fator de Rastreamento (F.R.), a eficiência na potência máxima e a quantidade de componentes (Chaves, diodos, indutores e capacitores). Os resultados levantados por meio de simulação estão apresentados na Tabela 4.5. A Tabela 4.6 mostra uma comparação quantitativa entre os componentes passivos e ativos utilizados.

Tabela 4.5- Comparação entre as topologias avaliadas em 300 W.

Topologia/inversores	PC (W)	F.U. Po/Pc	EL (J)	EC (J)	THDi	F.R.	η (%)
Convencional	2096	0,14	0,552	20,25	5,6%	95%	86%
Boost	2395	0,13	0,067	0,675	123,6%	89%	-
Boost Tri-State	3250	0,09	2,630	0,005	3,1%	90%	-
Buck-Boost	1675	0,18	0,040	0,675	72,8%	82%	-
Buck-Boost Tri-State	2447	0,12	2,639	0,005	6,2%	89%	83%

A variação do fator de rastreamento em função da topologia para o mesmo MPPT é uma característica importante que reflete a capacidade de armazenamento de energia solar durante transitórios da injeção de potência na rede. Desta forma, mesmo que toda a energia não seja enviada para a rede ela é drenada do painel e armazenada internamente.

Tabela 4.6- Comparação quantitativa entre as topologias avaliadas.

Topologia/inversores			Indutores				Capacitores			
	Chaves*	Diodos	L_g	L_b	L_o	Total Ind.	C_o	C_{CC}	C_d	Total Cap.
Convencional	5	1	1	1	1	3	1	1	0	2
Boost	4	0	1	1	0	2	1	0	1	2
Boost Tri-State	5	0	1	1	0	2	1	0	1	2
Buck-Boost	5	0	1	1	0	2	1	0	1	2
Buck-Boost Tri-State	5	0	1	1	0	2	1	0	1	2

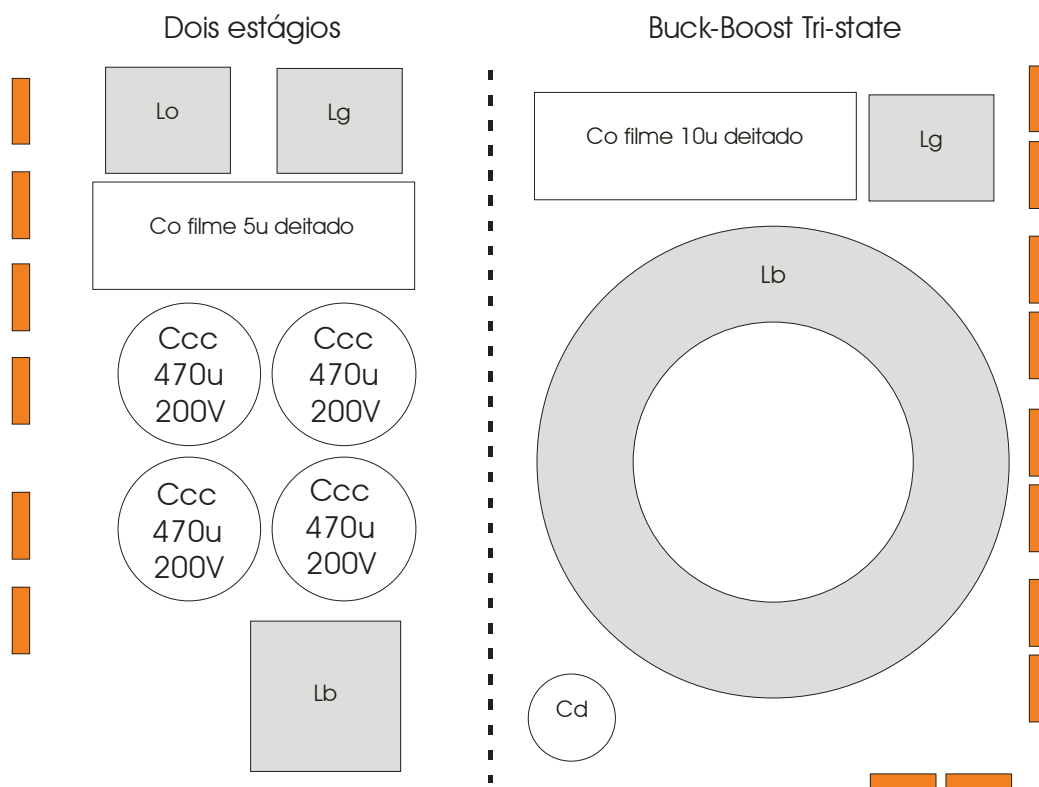
**incluindo diodos em anti-paralelo ou diodos série.*

A Tabela 4.7 mostra os resultados dos dimensionamentos dos componentes passivos utilizando as metodologias descritas.

Tabela 4.7- Dimensionamento dos componentes passivos.

Topologia/inversores	Indutores			Capacitores		
	L_g (2,5 A CA)	L_b (CC)	L_o (2,5 A CA)	C_o (127 V CA)	C_{CC} (400 V)	C_d (50 V CC)
Convencional	2,1 mH	475 µH (I_{mpp})	2,1 mH	1,3 µF	450 µF	-
Boost	2,1 mH	100 µH (2xI_{mpp})	-	8,8 µF	-	1,5 mF (4.1)
Boost Tri-State	2,1 mH	20 mH (2xI_{mpp})	-	8,8 µF	-	10 µF
Buck-Boost	2,1 mH	100 µH (2xI_{mpp})	-	8,8 µF	-	1,5 mF (4.1)
Buck-Boost Tri-State	2,1 mH	20 mH (2xI_{mpp})	-	8,8 µF	-	10 µF

A Figura 4.46 mostra um desenho em escala dos componentes passivos dimensionados para os circuitos de potência dos dois conversores de modo a facilitar a comparação entre os dois conversores. O conversor convencional apresenta um número maior de componentes, enquanto o boost tri-state e o buck-boost tri-state perdem por apresentar um indutor muito grande. Por outro lado, este indutor dispensa o uso dos bancos de capacitores e fornece ao conversor uma grande vantagem quanto à vida útil. O capacitor de desacoplamento utilizado no tri-state tem apenas a função de filtragem da corrente em alta frequência, pois a sua corrente de entrada é descontínua. Portanto, este capacitor pode ser reduzido em função da frequência de chaveamento e não necessita que seja eletrolítico. Os retângulos alocados nas laterais indicam os semicondutores. O inversor buck-boost tri-state aparenta um número maior de componentes, pois a maioria das chaves não possuem diodo série encapsulado como ocorre com os diodos em anti-paralelo. Caso aumente os componentes no mercado com esta característica, como os RB-IGBTs, então o número de componentes reduziria pela metade.

Figura 4.46- Ilustração dos componentes dimensionados em escala.

Fonte: Galotto Junior (2011)

A escolha da melhor topologia dependerá da aplicação desejada, uma vez que todas apresentam vantagens e desvantagens, como mostra a Tabela 4.8. As características apresentadas foram colocadas na ordem decrescente de relevância para os objetivos deste trabalho.

Tabela 4.8- Possibilidade de conversores em função da característica de maior interesse.

Característica de interesse	**Premissa**	**Opção provável**
Retorno sobre o investimento (*Payback*)	Mais energia: -Melhor THDi e F.R. -Maior eficiência. Menos custo: -Menos componentes. -Melhor fator de utilização. -Indutores e Capacitores Menores.	Convencional Boost Tri-State Buck-Boost Tri-State Boost
Durabilidade (Vida Útil)	-Menos componentes. -Menos capacitores.	Boost Tri-State Buck-Boost Tri-State
Menor Custo	-Menos componentes. -Melhor fator de utilização. -Indutores e Capacitores Menores.	Boost
Mais de Energia	-Melhor THDi e F.R. -Maior eficiência.	Convencional Boost Tri-State Buck-Boost Tri-State
Menor Peso e Volume	-Menos componentes. -Indutores e Capacitores Menores; -Maior eficiência.	Boost

A estrutura convencional com 2 estágios possui o melhor F.U., e é razoável nas demais medidas. Porém, é a que apresenta a maior quantidade de componentes. Os conversores de 3 estados possuem as menores THD, os melhores F.R. (fator de rastreamento) e os menores capacitores. Porém, apresentam os maiores indutores. Uma observação importante é que os conversores tri-state também podem ter os seus indutores reduzidos sob a pena de necessitar de um maior capacitor de desacoplamento na entrada, que ainda pode ser vantajoso por serem capacitores de baixa tensão.

Com base nos dados da Tabela 4.8, os conversores com três estados estão entre os mais prováveis de atingir a vida útil compatível com os painéis fotovoltaicos.

4.7. CONCLUSÃO

Este capítulo fez uma apresentação detalhada das opções de topologias avaliadas neste trabalho. Após a descrição do funcionamento, foram apresentados os principais equacionamentos e as topologias foram dimensionadas com base na aplicação dos microinversores.

O conversor Boost Tri-State não foi detalhado por ter um equacionamento e dimensionamento muito semelhante ao Buck-Boost Tri-State. O uso das topologias integradas chaveando em dois estados (Boost ou Buck-Boost) consiste em fixar o valor de D_2 = 1-D_1. Desta forma, há somente uma lei de controle para os inversores, podendo somente controlar a tensão de saída, em modo corrente, além de possuírem o mesmo equacionamento dos seus respectivos conversores CC/CC. Portanto, o equacionamento destes conversores também não foi apresentado.

Com os conversores dimensionados, foram realizadas comparações através de resultados de simulações, de estimações de eficiência e de análises qualitativas e quantitativas. Não foi possível chegar a um conversor melhor para qualquer aplicação, mas pode-se comprovar o funcionamento do desacoplamento de potência utilizando indutores como uma opção que pode alcançar às expectativas de vida útil dos microinversores para módulos CA.

Foi interessante observar através das energias capacitiva e indutiva armazenadas em cada topologia, que o aumento do armazenamento indutivo permite a redução do armazenamento capacitivo. Estudos futuros relacionados com as tecnologias para estas duas formas de armazenagem de armazenagem complementarão com este trabalho.

No próximo capítulo, será apresentado um protótipo de conversor que pode ser utilizado como Boost tri-state ou Buck-Boost tri-state, que foi construído para o levantamento dos resultados experimentais.

5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo apresentam-se os principais resultados experimentais com os algoritmos escolhidos de MPPT, sincronismo e anti-ilhamento, considerando-se as topologias integradas: Boost, Boost Tri-state, Buck-Boost e Buck-Boost Tri-state. Desta forma, será possível avaliar a aderência dos resultados obtidos em simulação e direcionar ações para o aprimoramento das topologias.

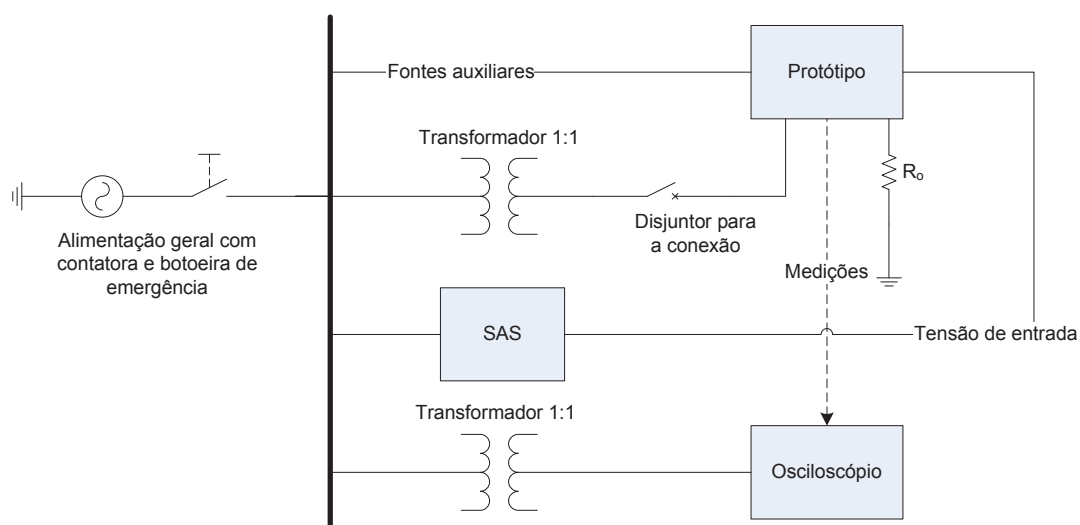
5.1. PROTÓTIPO DE AVALIAÇÃO

Foi montado um protótipo de inversor CSI com chave auxiliar para possibilitar os testes das principais topologias. O protótipo está apresentado aberto para medições na bancada de ensaios na Figura 5.1, juntamente algumas medições no osciloscópio. O protótipo foi montado em uma caixa metálica com conectores de entrada CC e saída CA, fusíveis de proteção de entrada e saída e alimentação de fontes auxiliares isoladas.

Figura 5.1- Bancada de ensaios (Osciloscópio e Simulador de array solar à esquerda, o protótipo ao centro e computador com a placa de controle à direita).

Fonte: Galotto Junior (2011)

O controle do protótipo é feito utilizando a placa controladora dSpace modelo 1104, com conector fixado na caixa metálica. A Figura 5.2 mostra o diagrama da instalação elétrica da bancada junto com as principais proteções e transformadores isoladores.

Figura 5.2- Diagrama elétrico da bancada de ensaios.

Fonte: Galotto Junior (2011)

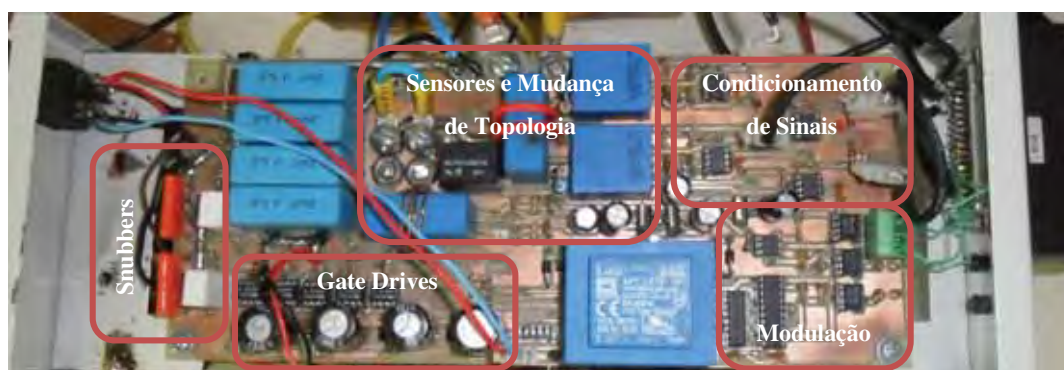
A Tabela 5.1 mostra os componentes utilizados na confecção do protótipo. Alguns deles diferenciam aos componentes projetados em função da disponibilidade. O Mosfet de 47 A foi escolhido por apresentar baixo valor de resistência em condução. Apesar de estar sobredimensionado pela sua capacidade, este é o componente mais indicado em função da resistência, que é um parâmetro crítico para eficiência. A tensão, como elemento mais determinante no custo destes componentes, poderia ser reduzida a 300 V.

Tabela 5.1- Especificações do circuito de potência do protótipo e condições de operação.

Componentes	**Valor**	
Capacitor C_o	8,8 µF	
Indutor L_b	20 mH	
Indutor de conexão L_g	5 mH	
Diodos Schottky SiC (12 A/600 V)	IDH12S60C	
MOSFETS (47 A/500 V)	IRFPS43N50K	
Painéis considerados	**Sanyo**	**Kyocera**
Tensão de entrada no MPP	41,3 V	26,3V
Corrente de entrada no MPP	5,1 A	7,61 A
Potência máxima do painel	210,6 W	200,14 W
Tensão de circuito aberto	50,9 V	32,9 V
Corrente de curto-circuito	5,57 A	8,21 A
Condições de Operação	**Valor**	
Tensão de saída CA (RMS)	127 V	
Corrente máxima de entrada	10 A	

Para permitir a utilização de diferentes topologias, o indutor é conectado externamente para poder ser facilmente substituído. Uma chave externa no painel frontal também permite a troca interna do conversor de topologia Buck-Boost para Boost, por meio de relés.

A Figura 5.3 mostra a placa do protótipo desenvolvido para permitir os testes com as topologias avaliadas e a Figura 5.5 mostra o esquemático do circuito de potência. O Apêndice D mostra maiores detalhes da construção do protótipo.

Figura 5.3- Detalhe da placa do protótipo.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Na Figura 5.3, estão destacados os circuitos de condicionamento de sinais, sensoriamento, gate drives, snubbers e circuito de modulação. Os semicondutores e o dissipador estão montados embaixo da placa. Embaixo também foram posicionados os indutores e transformadores das fontes auxiliares. A Figura 5.4 mostra o protótipo montado.

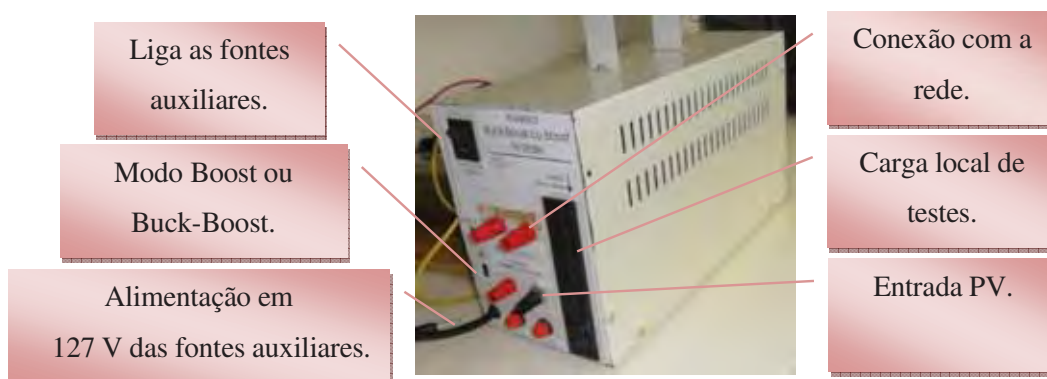
Figura 5.4- Painel do protótipo com a tampa.

Liga as fontes auxiliares.

Modo Boost ou Buck-Boost.

Alimentação em 127 V das fontes auxiliares.

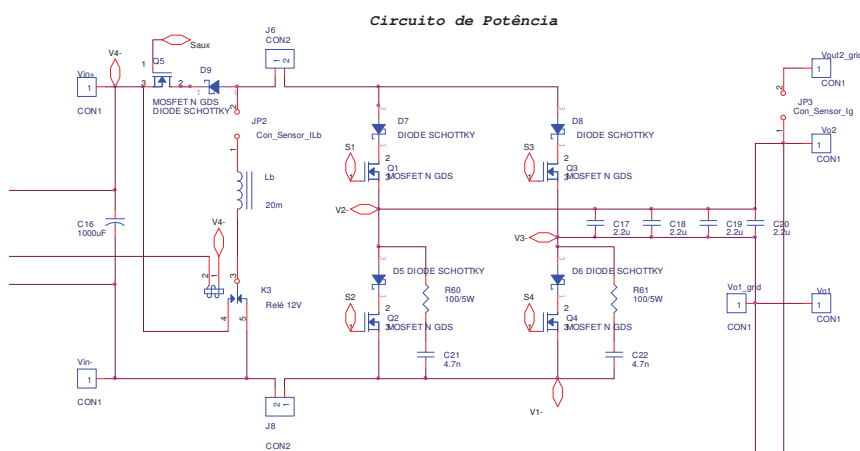
Conexão com a rede.

Carga local de testes.

Entrada PV.

Fonte: Galotto Junior (2011)

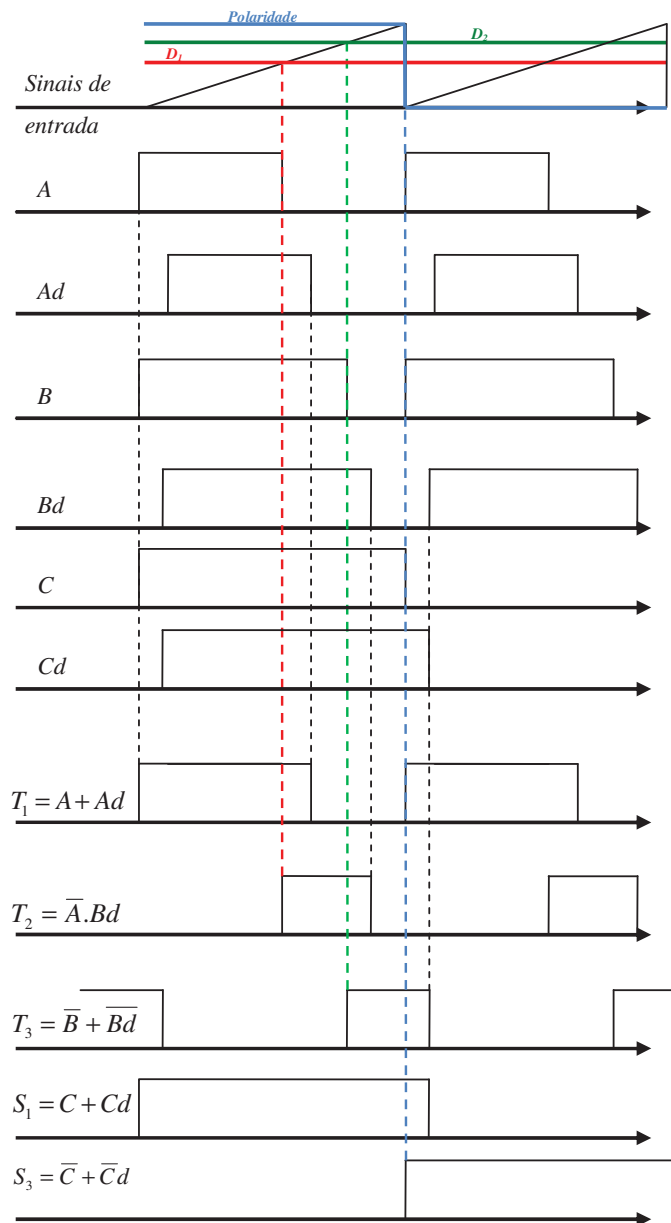
Na Figura 5.4 estão indicadas as conexões de entrada e saída, alimentação das fontes auxiliares com uma chave liga-desliga própria, chave de seleção de topologia (modo Boost ou Buck-Boost) e fusíveis de proteção da entrada e da saída abaixo do conector de entrada PV. Também são observadas duas saídas: uma para a carga resistiva de testes R_o e outra específica para a conexão com a rede. Somente a corrente da saída para a rede é medida para o controle de I_g.

O esquemático do circuito de potência na Figura 5.5 mostra como um relé foi adicionado ao circuito para permitir que este possa ser utilizado em diferentes experimentos. Obviamente, este relé traz aumento de complexidade ao circuito e pode piorar a eficiência do conversor, de modo que sua utilização e benefício se limitam ao trabalho acadêmico. Também há dois jumpers de potência para ensaios futuros com topologias isoladas. Para um produto final, o circuito deve ser otimizado em função da topologia escolhida, e como protótipo, o circuito possui maior interesse acadêmico pela sua flexibilidade.

Figura 5.5- Esquemático do circuito de potência do protótipo.

Fonte: Galotto Junior (2011)

5.2. CIRCUITO DE MODULAÇÃO

O circuito de modulação foi elaborado para permitir o chaveamento na frequência de projeto com uma banda de sobreposição. Esta banda é o oposto da banda morta utilizada nos inversores VSI. A Figura 5.6 ilustra os pulsos necessários para a realização desta modulação.

Figura 5.6- Geração de pulsos da modulação de três estados com banda de sobreposição.

Fonte: Galotto Junior (2011)

O circuito necessita dos sinais PWM na entrada: *A*, correspondente à modulante D_1; *B*, correspondente à modulante D_2; *e C*, referente à polaridade da corrente de saída. Cada uma destas entradas possui um sinal correspondente defasado no tempo com um filtro RC (*Ad*, *Bd*

e *Cd*), que são utilizadas para a sobreposição dos pulsos. Os pulsos T_1, T_2 e T_3 são produzidos com as combinações lógicas indicadas na figura.

A interpretação física de T_1 é o estado de curto-circuito ou carga do indutor, enquanto T_2 é o estado de transferência de potência ou descarga do indutor e T_3 é o estado de roda livre da energia no indutor. Portanto, estes três pulsos gerados são suficientes para a modulação *Tri-State* proposta. Entretanto, a seleção das chaves que receberão estes pulsos dependerá da topologia utilizada e um sinal adicional é enviado ao modulador para que este seja ajustado em função da topologia.

Para identificar o pulso que deve ser direcionado a cada chave é preciso considerar também a polaridade de saída. A Tabela 5.2 mostra os pulsos que recebem cada chave em função da polaridade de saída para o inversor Boost tri-state. A Tabela 5.3 mostra os pulsos para as chaves do inversor Buck-Boost tri-state.

Tabela 5.2- Chaveamento para o boost tri-state.

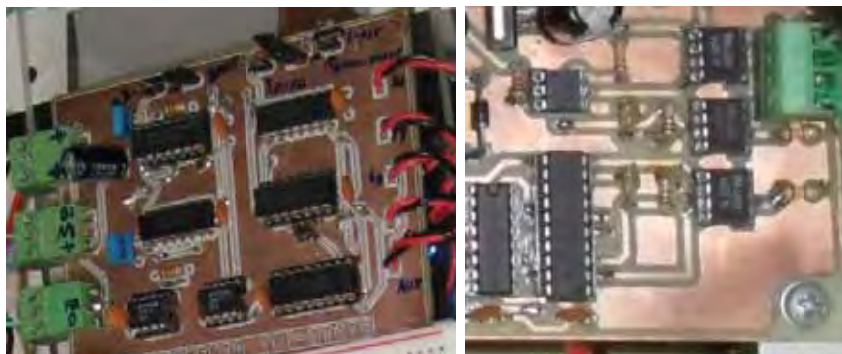
Chave	Semi-ciclo positivo	Semi-ciclo negativo	Lógica
S_1	ligada	desligada	$C+Cd$
S_2	T_1	T_2	$C.T_1+\overline{C}.T_2$
S_3	desligada	ligada	$\overline{C}+\overline{Cd}$
S_4	T_2	T_1	$C.T_2+\overline{C}.T_1$
S_{aux}	T_3	T_3	$T_3=\overline{B}+\overline{Bd}=\overline{B.Bd}$

Tabela 5.3- Chaveamento buck-boost tri-state.

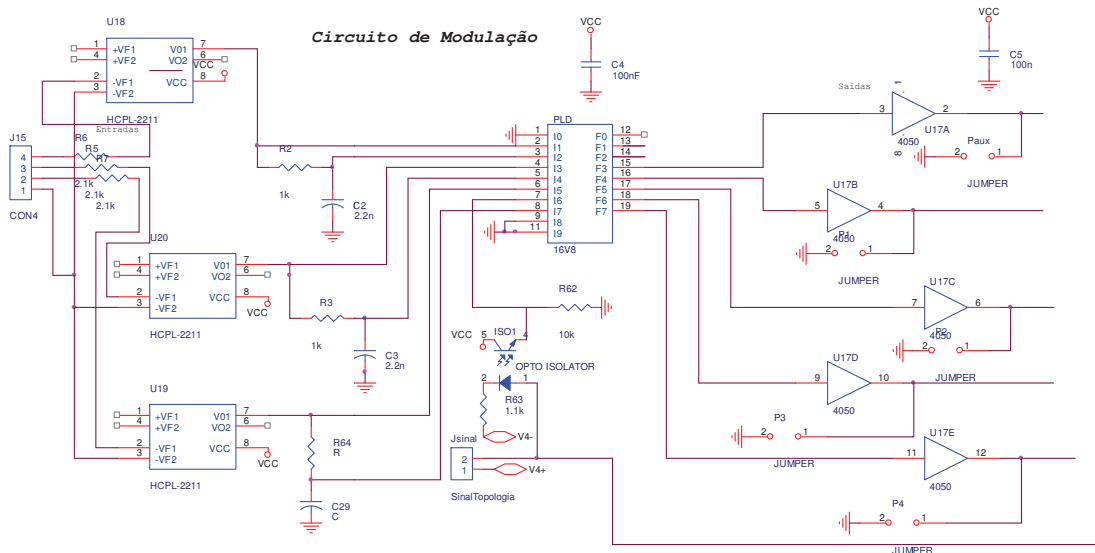
Chave	Semi-ciclo positivo	Semi-ciclo negativo	Lógica
S_1	ligada	desligada	$C+Cd$
S_2	T_3	T_2	$C.T_3+\overline{C}.T_2$
S_3	desligada	ligada	$\overline{C}+\overline{Cd}$
S_4	T_2	T_3	$C.T_2+\overline{C}.T_3$
S_{aux}	T_1	T_1	$T_1=(A+Ad)$

A Figura 5.7 mostra o circuito de modulação *Tri-State* desenvolvido e na Figura 5.8 está o esquemático deste circuito. A versão mais antiga foi construída utilizando CIs de portas lógicas e comparadores. A versão nova utiliza um PLD (*Programmable Logic Device*)

GAL16V8 para a reprodução das equações lógicas para cada uma das 5 chaves, substituindo 4 circuitos integrados. Foram acrescentados optoacopladores lógicos HCPL-2211 nas três saídas de PWM utilizadas para a proteção da placa de controle.

Figura 5.7- Circuito de modulação (primeira versão à esquerda e versão nova com PLD à direita).

Fonte: Galotto Junior (2011)

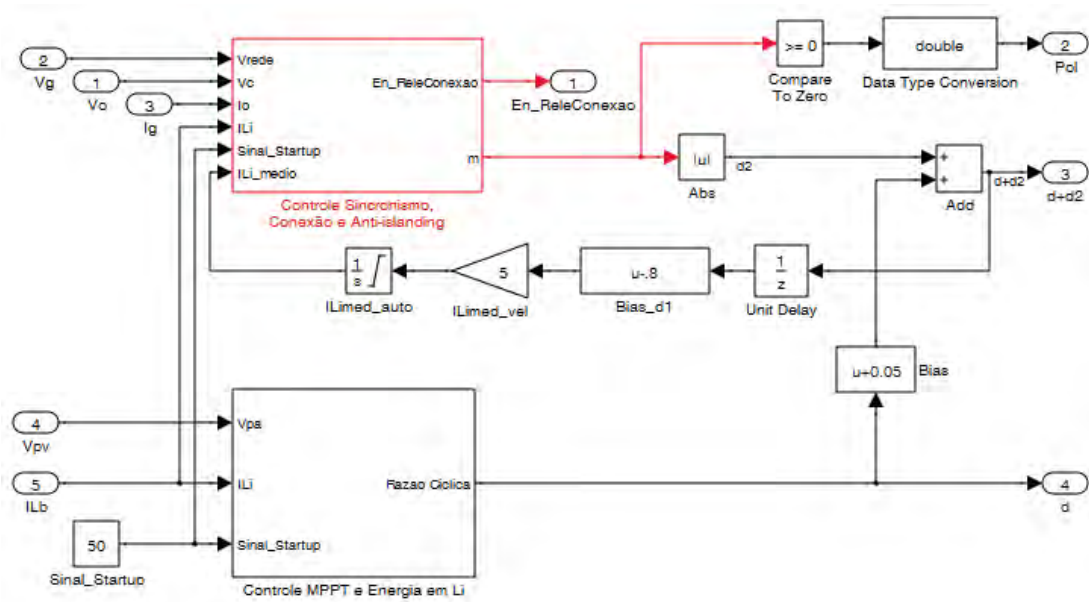
O circuito de modulação atual é mais protegido, compacto e flexível. Os *jumpers* adicionados no circuito anterior permitiam a mudança da topologia. No circuito atual, o sinal da topologia é enviado por meio de um optoisolador de baixa frequência. Este sinal é fornecido pela chave no painel frontal que também alimenta o relé que modifica a topologia.

Figura 5.8- Circuito de modulação (primeira versão à esquerda e versão nova com PLD à direita).

Fonte: Galotto Junior (2011)

5.3. MODELO DE CONTROLE NO DSPACE

O mesmo bloco de controle utilizado nas simulações pode ser aproveitado durante os ensaios experimentais utilizando as placas de controle dSpace 1104.

O modelo na Figura 5.9 é compilado e controlado por uma interface personalizada em tempo real montada no software Control Desk.

Figura 5.9- Modelo de controle com o dSpace.

Fonte: Galotto Junior (2011)

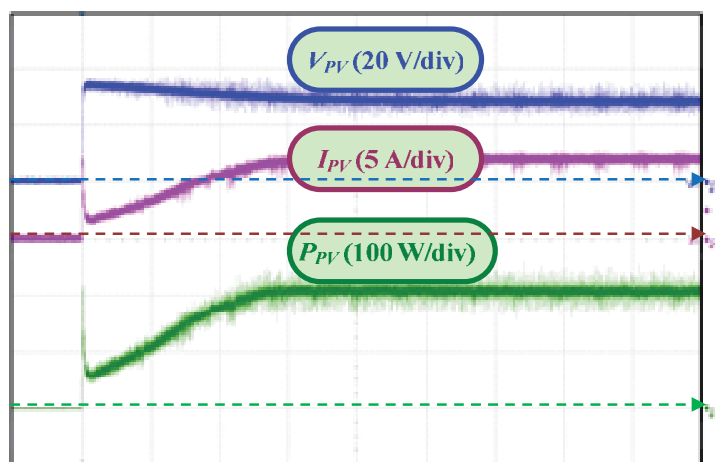
Uma das grandes vantagens em utilizar a plataforma de prototipagem rápida do dSpace consiste na possibilidade de utilizar os mesmos blocos de controle na simulação e no conversor real, o que permite a rápida comparação e validação dos modelos com o sistema real. Os blocos estão separados para fazer o MPPT e a conexão com a rede de forma independente.

5.4. RESULTADOS INDIVIDUAIS DOS ALGORITMOS

Foram levantados, inicialmente, os resultados isoladamente para validar cada algoritmo. Em seguida, o conversor foi operado com todos os algoritmos simultaneamente injetando potência na rede elétrica.

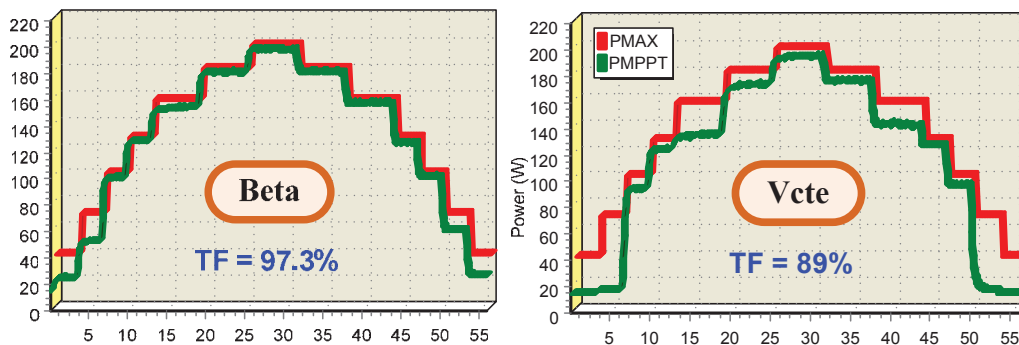
5.4.1. Resultados do MPPT

O Método Beta foi avaliado em 2 condições: inicialização do conversor (Figura 5.10) e rastreamento de um perfil de irradiação diário típico (Figura 5.11). Como apresentado nos capítulos anteriores, este método apresentou uma rápida resposta frente às variações de intensidade de irradiação. Na inicialização, o tempo de resposta foi em torno de 0,5 segundo. Os resultados da Figura 5.10 foram levantados apenas controlando a corrente de entrada e sem inversão de polaridade na saída, ou seja, no modo CC/CC.

Figura 5.10- Resposta Dinâmica do Método Beta. Escala de Tempo (200 ms/div).

Fonte: [28].

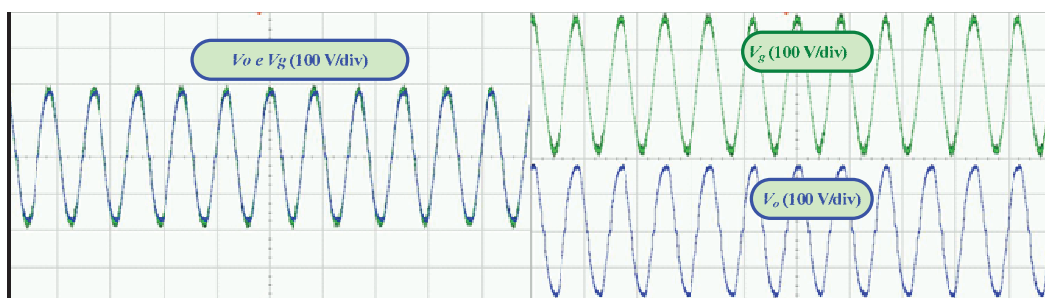
A resposta apresentada na Figura 5.11 foi levantada utilizando um software de controle do simulador solar da Agilent. Com este software é possível aplicar um perfil de irradiação solar e também medir simultaneamente a potência extraída do painel. Com isso, é possível calcular ao final do ensaio, o fator de rastreamento experimental. Este método rastreia

rapidamente, mas apresentou erros devido ao parâmetro Beta ser uma aproximação do MPP. Portanto, este não permite a otimização do rastreamento em todos os pontos de operação.

Figura 5.11- Resposta do Método β para um perfil de irradiação diário típico. P_{PV}(W) x Tempo(s).

Fonte: [28].

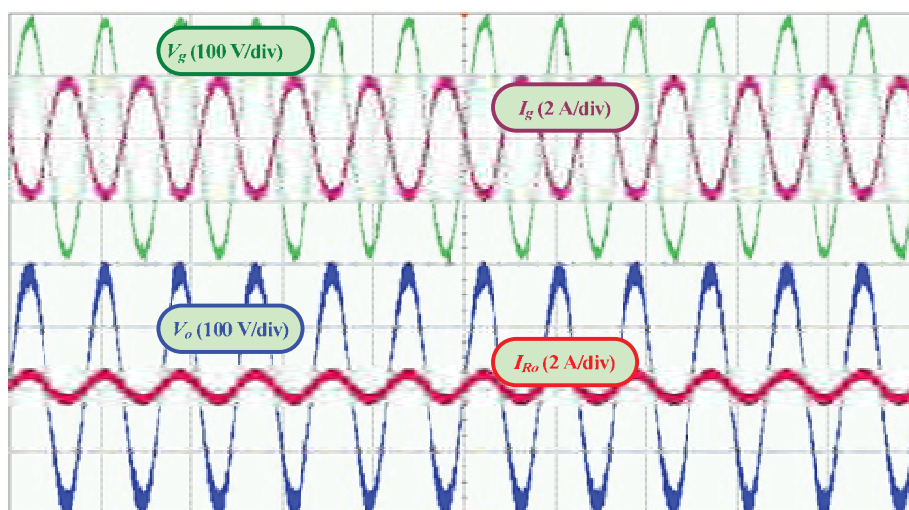
5.4.2. Conexão com a rede

A Figura 5.12 apresenta a comparação entre a tensão da rede e a tensão do conversor Buck-Boost Tri-State antes da conexão. No gráfico da esquerda as tensões estão sobrepostas o que mostra a precisão do algoritmo de PLL utilizado e a preparação do conversor para realizar a conexão ou a re-conexão após o seu funcionamento.

Figura 5.12- Sincronismo entre a tensão de saída e a tensão da rede antes da conexão.

Fonte: Galotto Junior (2011)

A Figura 5.13 mostra os resultados de operação em conexão com a rede elétrica. Neste modo de operação, o sinal sincronizado produzido com o PLL fornece a referência de corrente senoidal para a injeção na rede. Simultaneamente, o conversor permanece alimentando uma carga, apenas para a verificação experimental, assim como ilustrado no

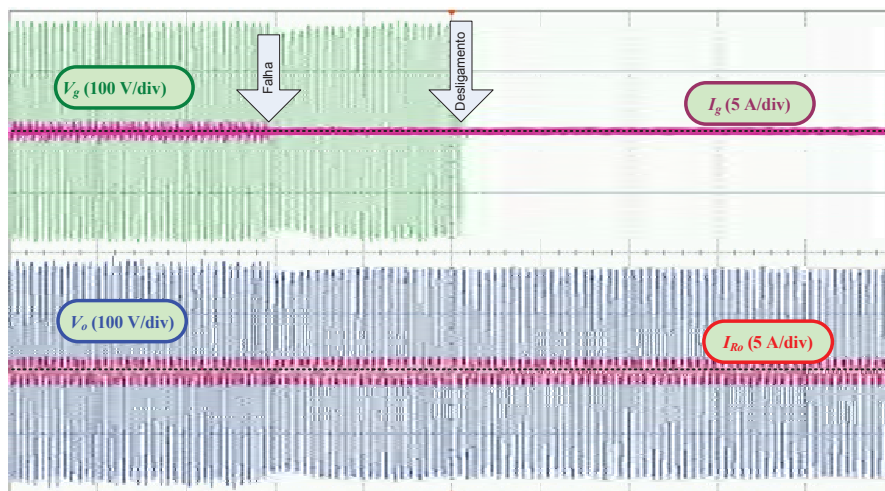
esquemático da Figura 4.40. A ponteira de corrente da rede foi alocada de modo que invertesse em relação a tensão caso esta estivesse sendo retornada para a rede. Do mesmo modo ocorre com a corrente da carga que está drenando potência do conversor. A corrente de saída do conversor é a soma das duas correntes.

Figura 5.13- Operação com conexão à rede do inversor Buck-Boost Tri-State.

Fonte: Galotto Junior (2011)

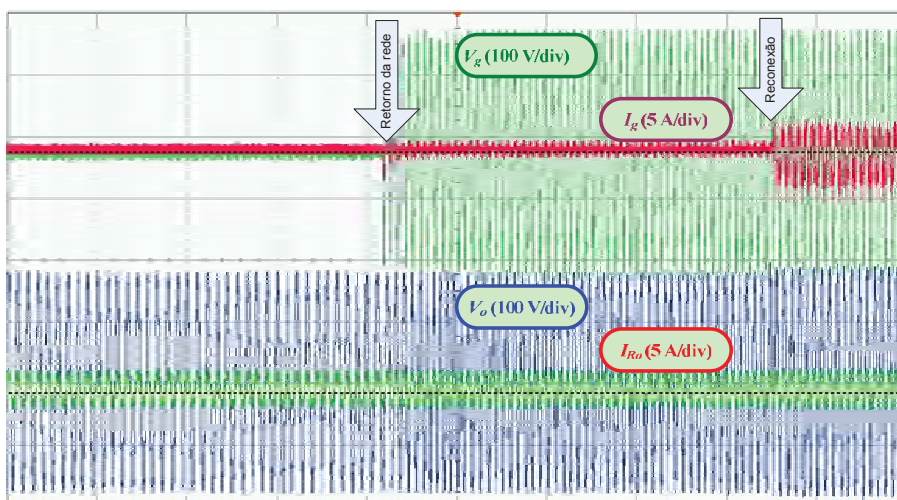
5.4.3. Anti-Ilhamento SMS

O algoritmo de anti-ilhamento SMS foi testado quanto ao seu tempo de não detecção em condições muito próximas do equilíbrio de carga, intencionalmente. Na Figura 5.14 é possível verificar que o valor eficaz da tensão da rede muda muito pouco após a ocorrência da falha, justamente porque está em uma condição de equilíbrio de carga. Portanto, um anti-islanding passivo, como de subtensão, não detectaria esta condição. O método SMS faz com que a frequência de V_g mude levemente após a remoção da rede até que a falha seja detectada gerando a abertura do relé de conexão.

A carga prioritária ligada diretamente na saída do conversor permanece funcionando mesmo após a abertura do relé, com leves distúrbios na sua tensão de alimentação. Assim, a carga permanece alimentada com características semelhantes a de um no-break.

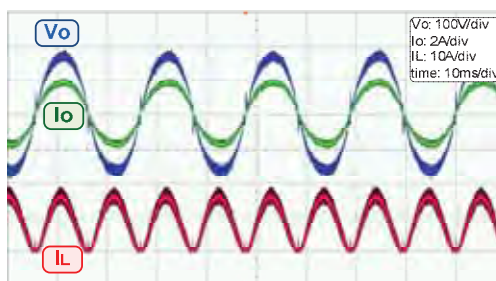
Figura 5.14- Atuação do método de identificação de ilhamento, SMS.

Fonte: Galotto Junior (2011)

A escala de tempo está em 100 ms/div, portanto, o tempo medido experimentalmente até a detecção está em torno de 200 ms, que é muito próximo do estimado nos resultados de simulações apresentados para o método SMS. A Figura 5.15 apresenta a reconexão automática do conversor após o retorno da rede elétrica. O conversor permanece funcionando e alimentando a carga. O retorno da rede leva o conversor a recuperar o sincronismo e a frequência normal de operação.

Figura 5.15- Reconexão com a rede elétrica após a sua restauração.

Fonte: Galotto Junior (2011)

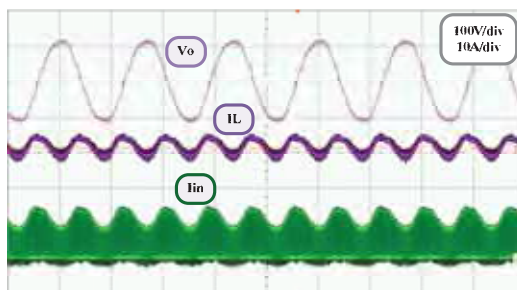
5.5. RESULTADOS DO INVERSOR BOOST

O inversor boost apresentou o menor número de componentes entre as topologias avaliadas, porém o seu resultado experimental em stand-alone, na Figura 5.16, mostrou transitórios na corrente de entrada e na tensão no cruzamento por zero que pioraram o THD (7%). A corrente de entrada pulsante também exige um maior capacitor de desacoplamento na entrada em paralelo com o painel como mostrou a Tabela 4.7.

Figura 5.16- Resultados experimentais em stand-alone com inversor boost.

Fonte: Galotto Junior (2011)

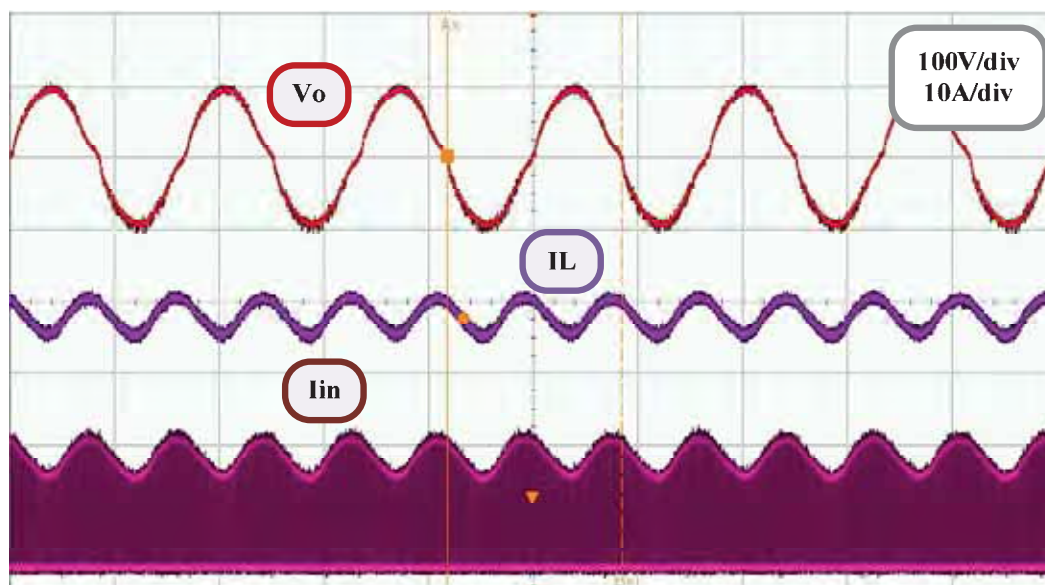
5.6. RESULTADOS DO INVERSOR BOOST TRI-STATE

O inversor boost tri-state superou o problema de distorção harmônica do conversor anterior (THD = 4,8%), em troca de uma chave adicional. Na Figura 5.17 também estão apresentadas a corrente do indutor que oscila de acordo com a potência pulsante na saída e a corrente da entrada que se torna descontínua na frequência de chaveamento.

Figura 5.17- Resultados experimentais em stand-alone com inversor boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

5.7. RESULTADOS DO INVERSOR BUCK-BOOST TRI-STATE

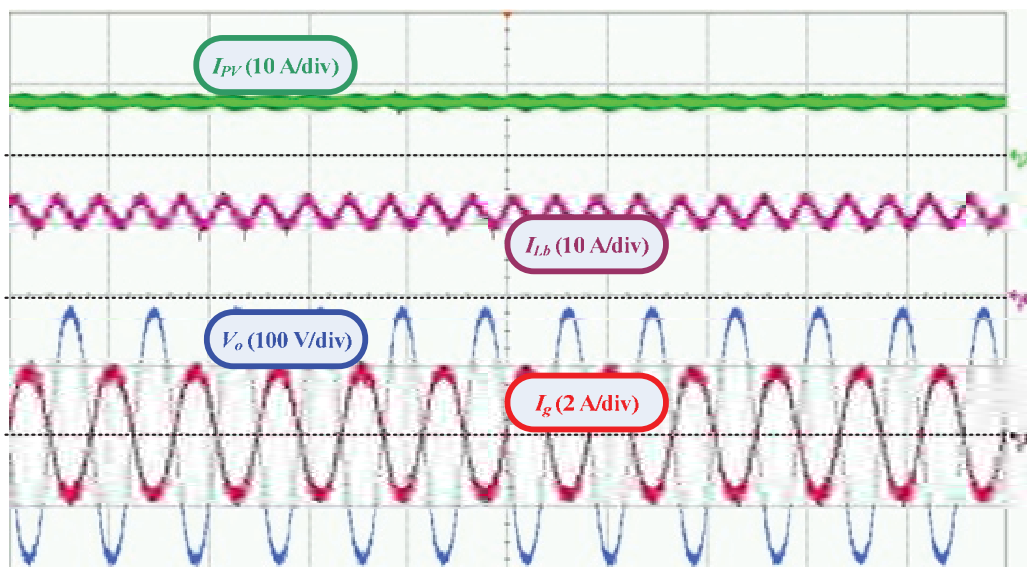
Comparado às demais estruturas avaliadas neste trabalho, o inversor buck-boost tri-state apresentou o menor THD (3,5%, na Figura 5.18), nos ensaios preliminares em stand-alone. Portanto, este foi escolhido para realizar a conexão com a rede e será mais explorado.

Figura 5.18- Resultados experimentais em stand-alone com inversor buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

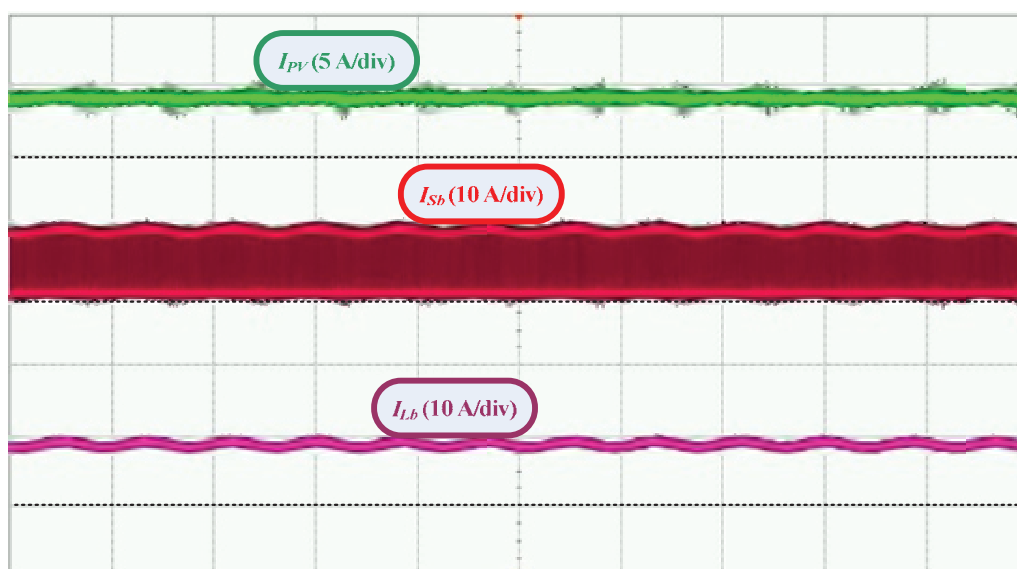
5.7.1. Desacoplamento de potência.

A Figura 5.18 também indica a corrente de entrada descontínua na frequência de chaveamento para o Buck-Boost Tri-State.

Porém, utilizando um capacitor de filtro em paralelo com o painel, é possível verificar pela Figura 5.19 que a corrente de I_{Lb} oscila, enquanto I_{PV} se mantém constante na média.

Figura 5.19- Operação completa do inversor buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

O efeito da filtragem da descontinuidade da corrente de entrada demandada pelo conversor em conjunto com o desacoplamento de potência indutivo, pode ser melhor verificado na Figura 5.20, onde são mostradas as 3 correntes simultaneamente.

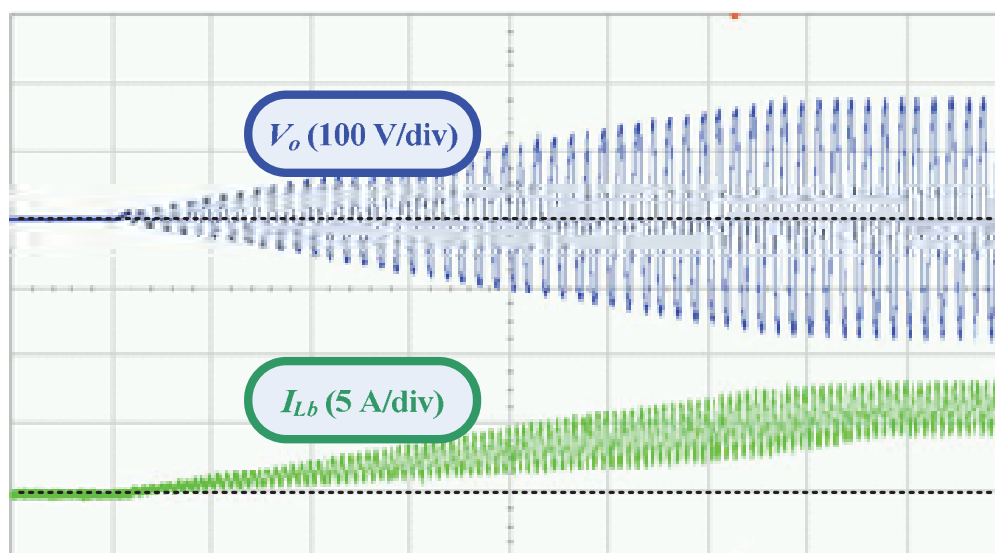
Figura 5.20- Detalhe das correntes no lado CC do buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

A corrente no indutor oscila em baixa frequência e a corrente de entrada do conversor é a corrente do indutor modulada em alta frequência com razão cíclica D_1. Com o capacitor de filtragem, o painel necessita apenas enviar a corrente média, aproximadamente contínua.

5.7.2. Rampa de partida do conversor.

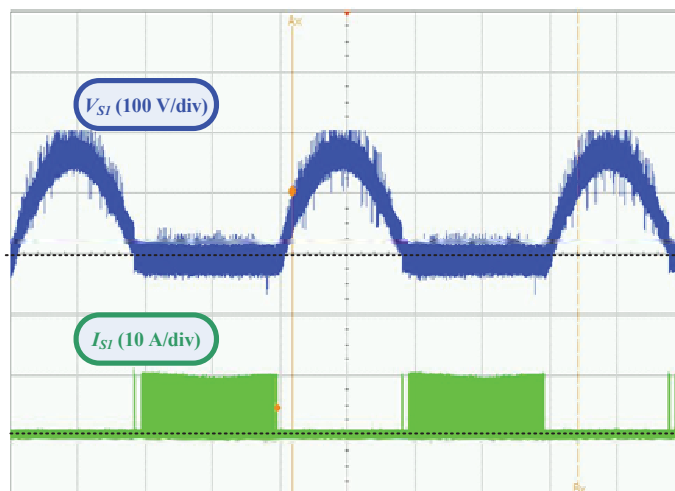
A Figura 5.21 apresenta a inicialização do conversor buck-boost tri-state através de uma rampa da tensão de saída e também da corrente do indutor.

A mesma rampa é aplicada para a injeção de corrente em conexão com a rede.

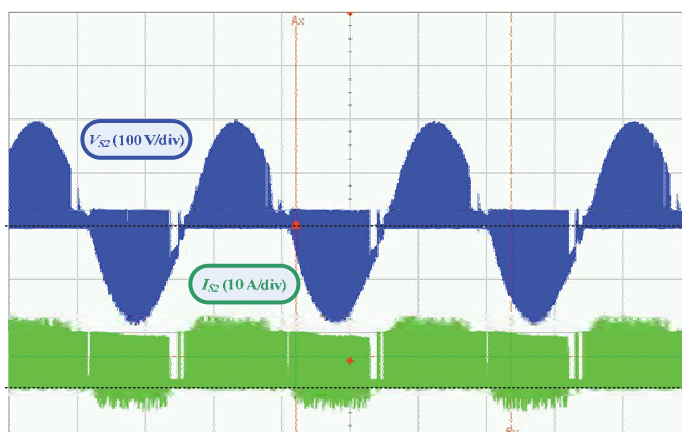
Figura 5.21- Rampa de partida programada para a tensão de saída e para a corrente no indutor.

Fonte: Galotto Junior (2011)

5.7.3. Esforços nos semicondutores

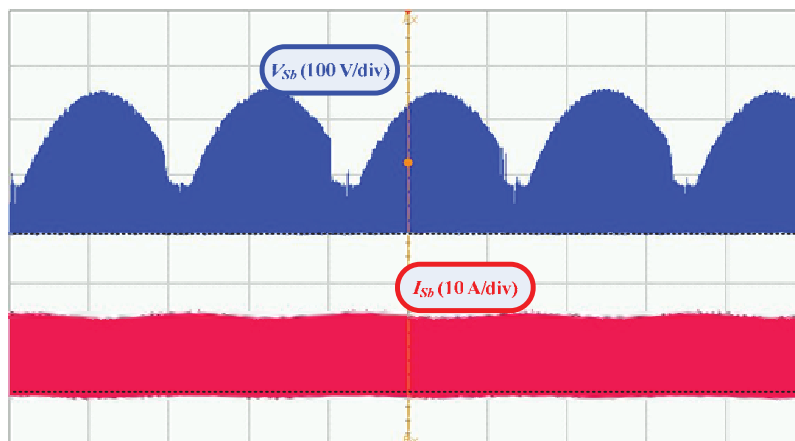
Para o conversor Buck-Boost Tri-State foram levantados os esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores. A Figura 5.22 apresenta os esforços sobre a chave S1.

Figura 5.22- Esforços de tensão e corrente na chave S_1.

Fonte: Galotto Junior (2011)

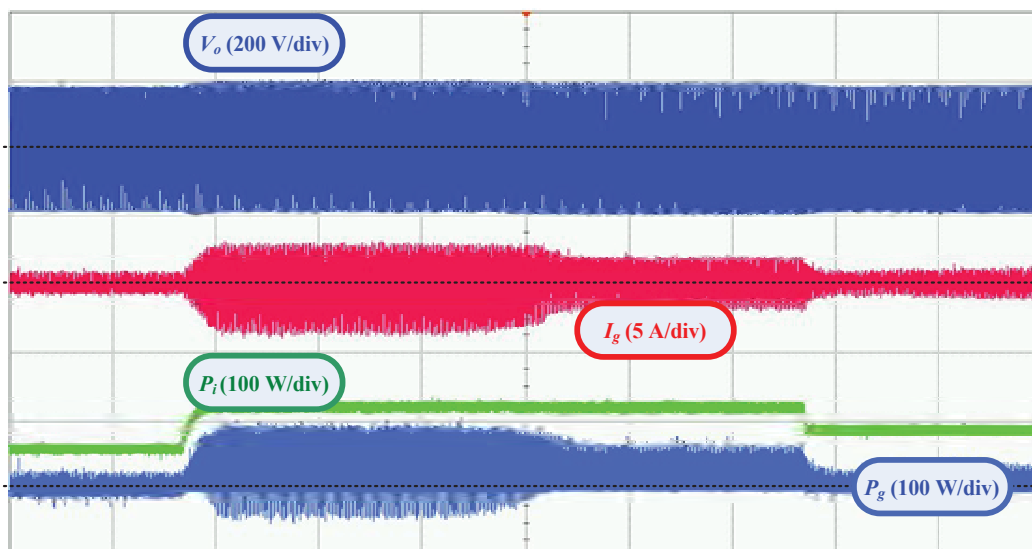
Pode ser observado que as tensões na chave S_1 são predominantemente positivas. As chaves S_1 e S_3 são complementares e possuem os mesmos esforços. Elas só receberão tensão reversa, se houver inversão de polaridade antes da inversão da tensão de saída. A Figura 5.23 mostra os esforços para a chave S_2. Esta chave e a sua complementar S_4 apresentam comportamentos diferentes para cada semiciclo. Isto ocorre porque estas chaves operam como chave de roda livre ou de transferência de energia. Quando a chave opera como roda livre, há maior quantidade de tensões reversas e vice-versa.

Figura 5.23- Esforços de tensão e corrente na chave S_2.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Na Figura 5.24, a chave S_b também recebe muito pouca tensão reversa. Só haverá tensão reversa sobre esta chave na tentativa de retornar energia para a fonte.

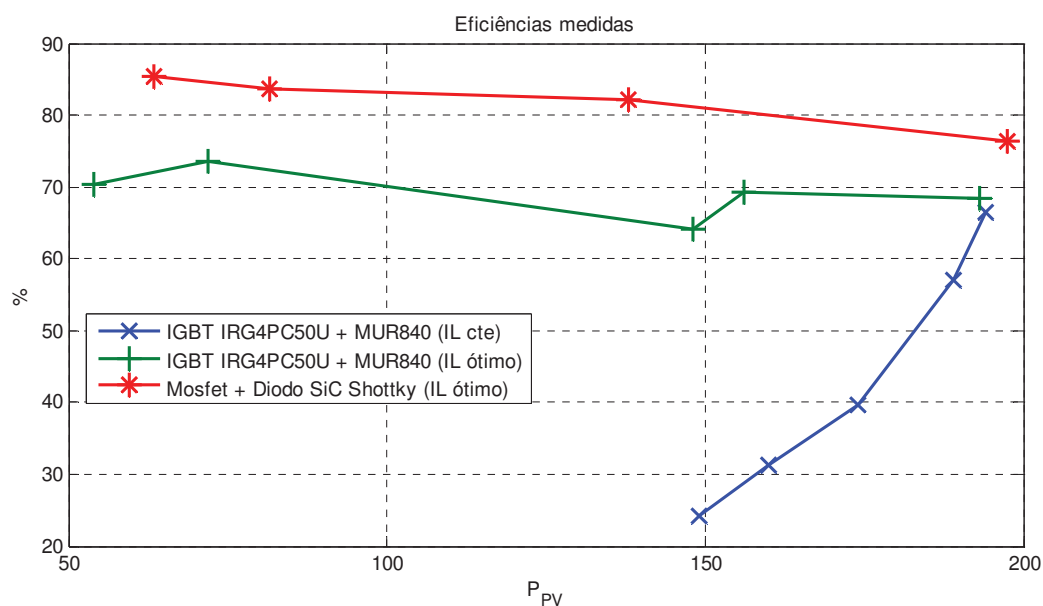
Figura 5.24- Esforços de tensão e corrente na chave S_b.

Fonte: Galotto Junior (2011)

A Figura 5.25 apresenta a medição experimental da injeção de corrente na rede com medição experimental das potências de entrada e de saída.

Figura 5.25- Operação completa do inversor buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

5.7.4. Eficiência do circuito de potência

A Figura 5.26 apresenta o resultado experimental das eficiências em diferentes pontos de potência de saída. A curva com eficiência melhorada consiste em um ajuste de I_{Lb} mínimo (ótimo) em cada condição de carga. O protótipo anterior também possuía semicondutores diferentes, o que possibilitou levantar curvas de eficiência.

Figura 5.26- Curvas de eficiência experimental para o inversor buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Embora estas curvas de eficiência estejam menores do que as eficiências estimadas, existem mais elementos no protótipo que poderiam ser eliminados do produto final, como relé de mudança de topologia e alguns conectores, por exemplo. O indutor também pode ser construído com uma resistência interna ainda menor para elevar a eficiência.

Tanto a estimação quanto a medição experimental da eficiência desprezaram o consumo de energia em fontes auxiliares, sensores, circuitos digitais e de condicionamento. Estes circuitos possuem um consumo fixo independente da potência de operação do inversor.

5.8. CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou os principais resultados experimentais obtidos juntamente com o protótipo elaborado para este trabalho. Foram avaliados separadamente o algoritmo de MPPT, de conexão com a rede e anti-ilhamento, a injeção de potência na rede e o desacoplamento indutivo de potência. Todos estes métodos também foram avaliados operando simultaneamente no conversor completo, de modo a rastrear a máxima potência do painel, injetá-la na rede e realizar a conexão e desconexão automaticamente.

O maior enfoque foi dado ao conversor buck-boost tri-state devido ao seu baixo THD que permitiu melhores resultados. Foram apresentados os esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores, as formas de onda de tensão e de corrente com conexão à rede e demonstrado o desacoplamento de potência indutivo. A combinação adequada de semicondutores possibilitou uma estrutura com eficiência acima de 80%. Esta eficiência ainda não atingiu a eficiência esperada, comparando com o conversor convencional de dois estágios. No entanto, o protótipo apresentou fontes de perdas extras como relés e jumper, que foram adicionados com fins acadêmicos, que não apareceriam em um produto final aumentando a sua eficiência na prática.

Os semicondutores mais caros e o volume do indutor necessário são as maiores desvantagens do conversor, em troca da redução da energia capacitiva.

6. CONCLUSÕES GERAIS

Os principais métodos para o rastreamento do ponto ótimo de extração de potência (MPPT) de painéis fotovoltaicos foram apresentados. O objetivo é extrair energia com a máxima eficiência e enviá-la a um barramento comum. Vários trabalhos mostram a tendência atual de se utilizar o barramento CA (a rede elétrica de distribuição convencional) como barramento comum, assim como, a utilização de conversores de estágios integrados para a redução de custos. Portanto, neste trabalho foram avaliadas as metodologias de conexão com a rede elétrica e os algoritmos de proteção contra o ilhamento. O fenômeno do ilhamento foi descrito, bem como os seus problemas associados. Os principais métodos de detecção de ilhamento foram apresentados e simulados.

Os métodos de MPPT e de anti-ilhamento que têm sido propostos são os mais diversificados, podendo ainda, com o uso de técnicas de processamento de sinais como as ondeletas (Wavelets) ou com técnicas de IA como o neuro fuzzy, serem aperfeiçoados. Em geral, as bases dos algoritmos são muito semelhantes e estes incrementos de desempenho acrescentam vantagens somente para aplicações específicas. Portanto, não se buscou o domínio de todos os métodos e sim dos principais, que possam facilitar o estabelecimento de uma estratégia simples, de baixo custo e robusta, que atenda aos requisitos para a comercialização, primeiramente no Brasil.

Os resultados de simulação destes algoritmos foram levantados para uma situação específica podendo variar com o tipo de carga, topologias ou parâmetros dos circuitos. Assim, é provável que haja mudanças nos resultados para diferentes casos. Porém, as condições de simulação foram mantidas iguais para possibilitar a comparação entre os métodos, sendo possível uma avaliação da qualidade dos métodos. Os resultados apresentados em outros trabalhos, conforme referências bibliográficas, também estão coerentes com os levantados.

Em resumo, o método β de MPPT foi o mais simples e eficiente observado. Para os métodos anti-ilhamento, o método de injeção de reativo foi o mais rápido, porém é altamente invasivo ao sistema, por forçar o reativo na rede. Buscando pelo método eficaz e menos invasivo, o SMS é uma boa alternativa. Vale ressaltar que as condições de equilíbrio de carga consideradas são muito difíceis de ocorrerem na prática e, mesmo que ocorram, a carga e a potência gerada variam constantemente. Seria necessário fazer um estudo estatístico para avaliar a possibilidade da ocorrência desta situação. Graças a este fato, os métodos passivos também tendem a ser eficazes na prática e pela simplicidade poderão ser os mais adequados para aplicações de baixo custo.

A simulação conjunta de ambos os métodos (MPPT e anti-ilhamento) foi feita para dar suporte também à escolha de uma topologia de conversor. Em um conversor de dois estágios os algoritmos podem ser projetados independentemente, porém em uma estrutura integrada como em um módulo CA, eles devem atuar em conjunto. Exceto para a modulação com 3 estados que permite esta atuação independente na entrada e na saída, com o desacoplamento ativo de potência, assim como no conversor de 2 estágios. O conversor boost integrado é a topologia mais simples apresentada, contudo, verificou-se a dificuldade no controle da qualidade da forma de onda da corrente e da tensão, o que deve ser levado em consideração.

Um protótipo "genérico" foi construído para testar as principais topologias integradas baseadas em CSI. Os resultados experimentais foram levantados e os algoritmos de MPPT, sincronismo com PLL e anti-ilhamento foram testados separadamente e, posteriormente, em conjunto.

O melhor resultado de distorção com pouca oscilação na corrente de entrada foi apresentado pelo Buck-Boost Tri-State. A sua eficiência estimada foi compatível com o conversor de 2 estágios. A eficiência experimental ficou abaixo da estimada, possivelmente pelo excesso de itens no circuito do protótipo que poderiam ser removidos para um produto final.

Os resultados em conexão com a rede permitiram a injeção de potência ativa, e a desconexão e reconexão automática na ocorrência de falhas na rede. A alimentação da carga em stand-alone teve *a priori* maior enfoque acadêmico, uma vez que não se pode garantir

continuidade de abastecimento a partir de uma fonte exclusivamente solar, sem armazenamento. Porém este exemplo de utilização foi apresentado para abrir possibilidades de aplicações. Na prática, os microinversores dos módulos CA deverão operar somente em conexão com a rede.

O protótipo final foi aprimorado com a substituição de semicondutores por aqueles mais adequados para a obtenção experimental da curva de eficiência e com a redução de placas e conectores. Este está muito próximo de se transformar em um produto, restando apenas embarcar o controle e compactar os circuitos, além dos acabamentos mecânicos.

O protótipo apresentou uma eficiência um pouco abaixo da estimada devido a elementos extras, como relé e jumpers presentes no seu circuito para flexibilizar a operação de múltiplas topologias. Esta característica foi preparada apenas para benefício acadêmico e o produto final não necessita dela.

Apesar de a eficiência esperada ser equivalente à do conversor de dois estágios, ela somente é possível utilizando semicondutores de custo elevado, o que é uma das maiores desvantagens do conversor. Outra desvantagem é o tamanho do indutor necessário para realizar o desacoplamento de potência no lugar de capacitores. Além do volume, este indutor também eleva o peso e o custo do conversor.

Trabalhos futuros poderão se beneficiar deste mesmo protótipo, permitindo a avaliação mais detalhadas destas topologias integradas baseadas em CSI e até mesmo para topologias com isolação galvânica. A evolução dos semicondutores adequados aos inversores de corrente deve ser acompanhada uma vez que ela está diretamente relacionada à viabilidade técnica e econômica destes conversores. Os inversores VSI possuem vastas aplicações em todo o mundo e diversos módulos e semicondutores otimizados para a sua utilização podem ser facilmente encontrados no mercado. Do mesmo modo, se houver um aumento da disponibilidade e qualidade dos componentes para CSI, há boas chances destes inversores se tornarem mais competitivos com os tradicionais VSI em diversas aplicações.

7. REFERÊNCIAS

1. KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 41, n. 5, p. 1292 - 1306, September/October 2005.
2. JAIN, S.; AGARWAL, V. Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems. **IET Electric Power Applications**, Stevenage, v. 1, n. 5, p. 753-762, 2007.
3. D'SOUZA, N. S.; LOPES, L. A. C.; LIU, X. Comparative sudy of variable size perturbation and observation maximum power point trackers for PV systems. **Electrical Power System Research-Elsevier**, Amsterdã, v. 8, n. 3, p. 296–305, 2009.
4. BELTRAN, H. et al. Review of the islanding phenomenon problem for connection of renewable energy systems. **Renewable Energy and Power Quality Journal**, Valencia, v. 4, n. 1, p. 201-205, April 2006. ISSN 2172-038X.
5. GALOTTO, L. et al. Non-linear controller applied to boost DC-DC converters using the state space average model. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 9., 2009, Bonito. **Conference...** Bonito: Sobraep, 2009. p. 733 -740.
6. BONN, R. H. Developing a next generation PV inverter. In: PHOTOVOLTAIC SPECIALISTS CONFERENCE, 29., 2002, Albuquerque. **Conference...** Albuquerque: IEEE, 2002. p. 1352 - 1355.
7. RODRIGUEZ, C.; AMARATUNGA, G. A. Analytic solution to the photovoltaic maximum power point problem. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, New York, v. 54, n. 9, p. 2054 -2060, sept. 2007. ISSN 1549-8328.
8. MUTOH, N.; OHNO, M.; INOUE, T. A method for MPPT control while searching for parameters corresponding to weather conditions for PV generation systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 53, n. 4, p. 1055 -1065, june 2006. ISSN 0278-0046.

9. SALAS, V. et al. Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems. **Solar Energy Materials and Solar Cells**, Amsterdã, v. 90, n. 11, p. 1555 - 1578, 2006. ISSN 0927-0248.
10. PANDEY, A.; DASGUPTA, N.; MUKERJEE, A. K. A simple single-sensor MPPT solution. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 22, n. 2, p. 698 -700, march 2007. ISSN 0885-8993.
11. XIAO, W.; DUNFORD, W. G. A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC, 35., 2004, Aachen. **Conference...** Aachen: IEEE, 2004. v. 3, p. 1957-1963. ISSN 0275-9306.
12. SERA, D. et al. Optimized maximum power point tracker for fast-changing environmental conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 55, n. 7, p. 2629 -2637, july 2008. ISSN 0278-0046.
13. FEMIA, N. et al. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 20, n. 4, p. 963 - 973, july 2005. ISSN 0885-8993.
14. FERMIA, N. et al. Predictive adaptive MPPT perturb and observe method. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, New York, v. 43, n. 3, p. 934 - 950, july 2007. ISSN 0018-9251.
15. LIU, F. et al. A variable step size INC MPPT method for PV systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 55, n. 7, p. 2622 -2628, july 2008. ISSN 0278-0046.
16. KOIZUMI, H.; KUROKAWA, K. A novel maximum power point tracking method for PV module integrated converter. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE-PESC, 36., 2005, Recife. **Conference...** Recife: IEEE, 2005. p. 2081 - 2086.
17. KOIZUMI, H.; KUROKAWA, K. A novel maximum power point tracking method for PV module integrated converter using square root functions. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY-IECON, 31., 2005, Raleigh. **Annual...** Raleigh: [s.n.],2005. p. 6.

18. JAIN, S.; AGARWAL, V. A new algorithm for rapid tracking of approximate maximum power point in photovoltaic systems. **IEEE Power Electronics Letters**, New York, v. 2, p. 16 - 19, march 2004. ISSN 1540-7985.

19. HO, B. M.; CHUNG, H. S.; LO, W. L. Use of system oscillation to locate the MPP of PV panels. **IEEE Power Electronics Letters**, New York, v. 2, n. 1, p. 1 - 5, march 2004. ISSN 1540-7985.

20. HO, B. M. T.; CHUNG, H. S. An integrated inverter with maximum power tracking for grid-connected PV systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 20, n. 4, p. 953 - 962, july 2005. ISSN 0885-8993.

21. CHUNG, H. S. et al. A novel maximum power point tracking technique for solar panels using a SEPIC or Cuk converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 18, n. 3, p. 717 - 724, may 2003. ISSN 0885-8993.

22. CASADEI, D.; GRANDI, G.; ROSSI, C. Single-phase single-stage photovoltaic generation system based on a ripple correlation control maximum power point tracking. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v. 21, n. 2, p. 562 - 568, june 2006. ISSN 0885-8969.

23. ESRAM, T. et al. Dynamic maximum power point tracking of photovoltaic arrays using ripple correlation control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 21, n. 5, p. 1282 -1291, sept. 2006. ISSN 0885-8993.

24. SOLODOVNIK, E. V.; LIU, S.; DOUGAL, R. A. Power controller design for maximum power tracking in solar installations. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 19, n. 5, p. 1295 - 1304, sept. 2004. ISSN 0885-8993.

25. KWASINSKI, A.; KREIN, P. T. Multiple-input dc-dc converters to enhance local availability in grids using distributed generation resources. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE- APEC, 20., 2007, Anaheim. **Annual...** Anaheim: IEEE, 2007. p. 1657 -1663. ISSN 1048-2334.

26. MARTINEZ, A. I.; CALLEJA, H. A simple, high-quality output PV system aimed at peak demand reduction. In: CIEP, 2000, Acapulco. **Conference...** Acapulco: CIEP, 2000, p. 301-306.

27. M., C. M.; C., M. D. Modelo de arranjo fotovoltaico destinado a análises em eletrônica

de potência via simulação. **Eletrônica de Potência**, Florianópolis, v. 13, n. 1, p. 3, Agosto 2008.

28. BRITO, M. A. G. D. et al. Main maximum power point tracking strategies intended for photovoltaics. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Conference...** Natal: [s.n.], 2011. p. 1-8.
29. COELHO, R. F.; CONCER, F. M.; MARTINS, D. C. A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems. In: INDUSTRY APPLICATIONS - INDUSCON, 9., 2010, São Paulo. **Conference...** São Paulo: IEEE, 2010, p. 1 - 6. ISSN 978-1-4244-8008-1.
30. KITAMURA, A. et al. Islanding phenomenon of grid connected PV systems. In: PHOTOVOLTAIC SPECIALISTS CONFERENCE, 28., 2000, Anchorage. **Conference...** Anchorage: IEEE, 2000. p. 1591 -1594.
31. INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE Standard 1547TM**: standard for interconnecting distributed resources into electric. New York, 2003.
32. MAHAT, P.; CHEN, Z.; BAK-JENSEN, B. Review of islanding detection methods for distributed generation. In: ELECTRIC UTILITY DEREGULATION AND RESTRUCTURING AND POWER TECHNOLOGIES - DRPT, 3., 2008, Nanjuing. **Conference...** Nanjuing: IEEE, 2008. p. 2743 -2748.
33. SMITH, G. A.; ONIONS, P. A.; INFIELD, D. G. Predicting islanding operation of grid connected PV inverters. **IEE Proceedings on Electric Power Applications**, Stevenage, v. 147, n. 1, p. 1 -6, jan 2000. ISSN 1350-2352.
34. ETXEGARAI, A.; EGUÍA, P.; ZAMORA, I. Analysis of remote islanding detection methods for distributed resources. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON RENEWABLE ENERGIES AND POWER, 11., 2011, Las Palmas de Gran Canaria. **Conference...** Las Palmas de Gran Canaria: [s.n.],2011. p. 13-15.
35. JANG, S. I.; KIM, K. H. An islanding detection method for distributed generations using voltage unbalance and total harmonic distortion of current. **IEEE Transaction on Power Delivery**, New York, v. 19, n. 2, p. 745-752, April 2004.
36. O'KANE, P.; FOX, B. Loss of mains detection for embedded generation by system

impedance monitoring. In: International Conference on Developments in Power System Protection, 6., 1997, Nottingham. **Proceedings...** Nottingham: [s.n.],1997. p. 95-98. ISSN 0537-9989.

37. INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE Standard 929-2000**: recommended practice for utility interconnected photovoltaic (PV). New York, 2000.

38. RASHID, M. H. **Power electronics handbook**. 3. ed. Canada: ELSEVIER, 2010. 1389 p.

39. WU, T. F. et al. Predictive digital controlled three phase bi-directional inverter with wide inductance variation. In: ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION - ECCE, 2., 2010, Atlanta. **Annual...** Atlanta: IEEE, 2010. p. 37-44.

40. WU, T.-F. et al. Predictive current controlled 5 kW single-phase bidirectional inverter with wide inductance variation for DC-microgrid applications. **IEEE Transactions On Power Electronics**, New York, v. 25, n. 12, p. 3076 - 3084, December 2010.

41. KARIMI-GHARTEMANI, M. et al. Control of three-phase converters for grid-connected renewable energy systems using feedback linearization technique. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONTROL AND EMBEDDED SYSTEMS - ICPCES, 1., 2010, Bari. **Conference...** Bari: IEEE, 2010. p. 179 - 183.

42. THORTON ELETRÔNICA. **Núcleos de ferrite.** São Paulo: Thorton Eletrônica, 2011. Disponivel em: <http://www.thornton.com.br/produtos.htm>. Acesso em: jul. 2011.

43. TESSIN INDÚSTRIA E COMÉRCIO. **Lâminas para transformadores.**[S.l.: s.n.], 2011. Disponivel em: <http://www.tessin.com.br/>. Acesso em: jul. 2011.

44. JAIN, S.; AGARWAL, V. A single-stage grid connected inverter topology for solar PV systems with maximum power point tracking. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 22, n. 5, p. 1928 -1940, sept. 2007. ISSN 0885-8993.

45. GAO, F. et al. Diode-assisted buck-boost current source inverters. In: Power Electronics and Drive Systems, 7., 2007, Thailand. **Conference...** Thailand: Electrical Engineering/Electronics, Computer, Communications and Information Technology Association, 2007. p. 1187 - 1193.

46. LIANG, T. J.; SHYU, J.; CHEN, J.F. A novel DC/AC boost inverter. In: ENERGY

CONVERSION ENGINEERING CONFERENCE - IECEC, 37., 2002, Washington. **Conference...** Washington: IEEE, 2004. p. 629 - 634.

47. LOH, P. C. et al. Topological development and operational analysis of buck-boost current source inverters for energy conversion applications. In: Power Electronics Specialists Conference - PESC, 37., 2006, Jeju. **Conference...**, Jeju: IEEE, 2006. p. 1-6. ISSN 0275-9306.
48. CALAIS, M. et al. Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC, 33., 2002, Cairns. **Annual...** Cairns: IEEE, 2002. v. 4, p. 1995 - 2000.
49. SCHIMPF, F.; NORUM, L. E. Grid connected converters for photovoltaic, state of the art, ideas for improvement of transformerless inverters. In: NORDIC WORKSHOP ON POWER AND INDUSTRIAL ELECTRONICS- NORPIE, 6., 2008, Espoo. **Conference...** Espoo: Helsinki University of Technology, 2008.
50. LOH, P. C. et al. Tri-state current source inverter with improved dynamic performance. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC, 37., 2006, Jeju. **Conference...** Jeju: IEEE, 2006. p. 1 -7. ISSN 0275-9306.
51. GALOTTO, L. et al. Integrated inverter topologies for low power photovoltaic systems. In: CONFERÊNCIA INTERNACIONAL EM APLICAÇÕES INDUSTRIAIS-INDUSCON, 9., 2010, São Paulo. **Conference...** São Paulo: IEEE, 2010. p. 1 -5.
52. VISWANATHAN, K.; ORUGANTI, R.; SRINIVASAN, D. A novel tri-state boost converter with fast dynamics. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 17, n. 5, p. 677 - 683, sep 2002. ISSN 0885-8993.
53. WU, W.-C.; BASS, R. M.; YEARGAN, J. R. Eliminating the effects of the right-half plane zero in fixed frequency boost converters. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC, 29., 1998, Fukuoka. **Annual...** Fukuoka: IEEE, 1998. v. 1, p. 362 -366. ISSN 0275-9306.
54. MICHELS, L. et al. Metodologia de projeto de filtros de segunda ordem para inversores de tensão com modulação PWM digital. **SBA: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, Campinas, v. 16, n. 2, p. 221-242, Apr./June 2005. ISSN 0103-1759.

55. BROWN, M. **Power supply cookbook**. 2. ed. [S.l.]: Newnes-Elsevier, 2001. 280 p.

56. MELLO, L. F. P. D. **Análise e projeto de fontes chaveadas**. [S.l.]: Érica, 1996. 488 p.

57. MAGMATTEC. **Indutores e transformadores**. Cachoeirinha: [s.n.], 2009. Disponivel em: <http://www.magmattec.com.br/magmattec/content/index.php>. Acesso em: 10 jul. 2011.

58. ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. 2. ed. [S.l.]: Kluwer Academic Publisher, 2004. 883 p.

59. WIKIPEDIA. **Saturação:** magnetismo.[S.l.: s.n.], 2011. Disponivel em: <http://pt.wikipedia.org/wiki/Satura%C3%A7%C3%A3o_(magnetismo)>. Acesso em: 10 jul. 2011.

60. MARTIGNONI, A. **Transformadores**. 8. ed. Porto Alegre: Globo, 1991. 308 p.

61. BARBI, I. **Projetos de fontes chaveadas**. Florianópolis: Edição do Autor, 2001. 332 p.

8. APÊNDICE A - MODELOS DE SIMULAÇÃO

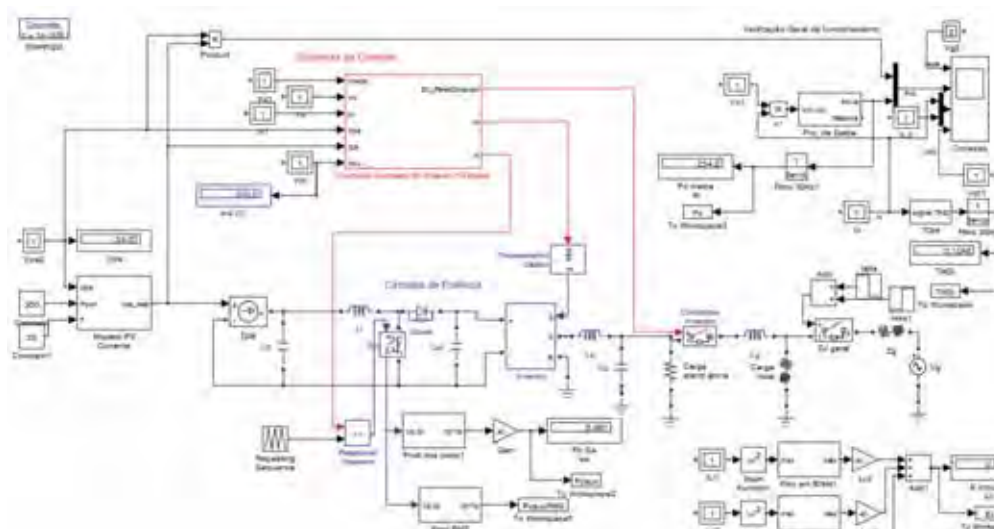
Figura A.1- Modelo em Simulink do inversor convencional de 2 estágios.

Fonte: Galotto Junior (2011)

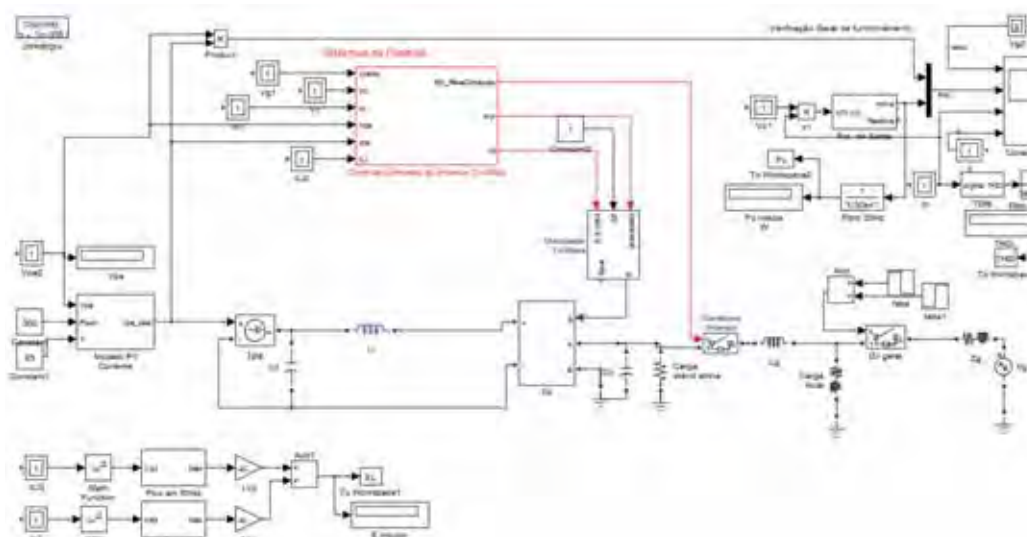
Figura A.2- Modelo em Simulink do inversor boost.

Fonte: Galotto Junior (2011)

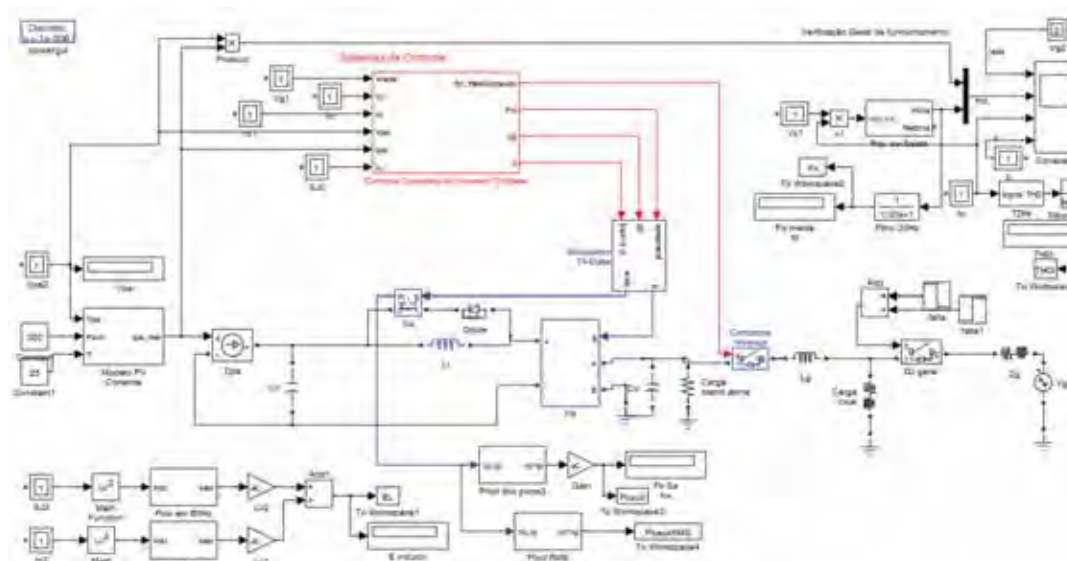
Figura A.3- Modelo em Simulink do inversor boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

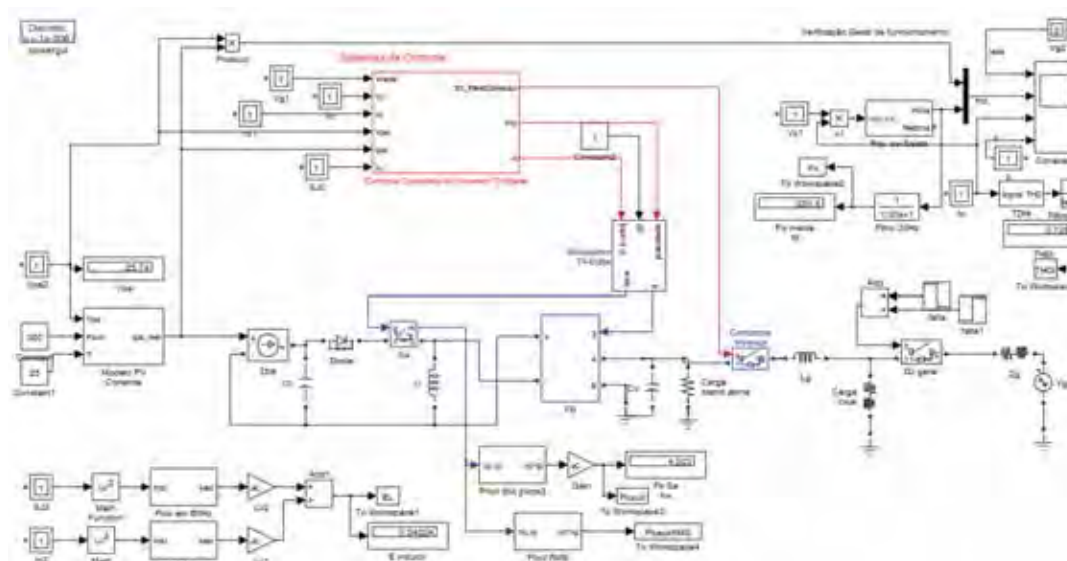
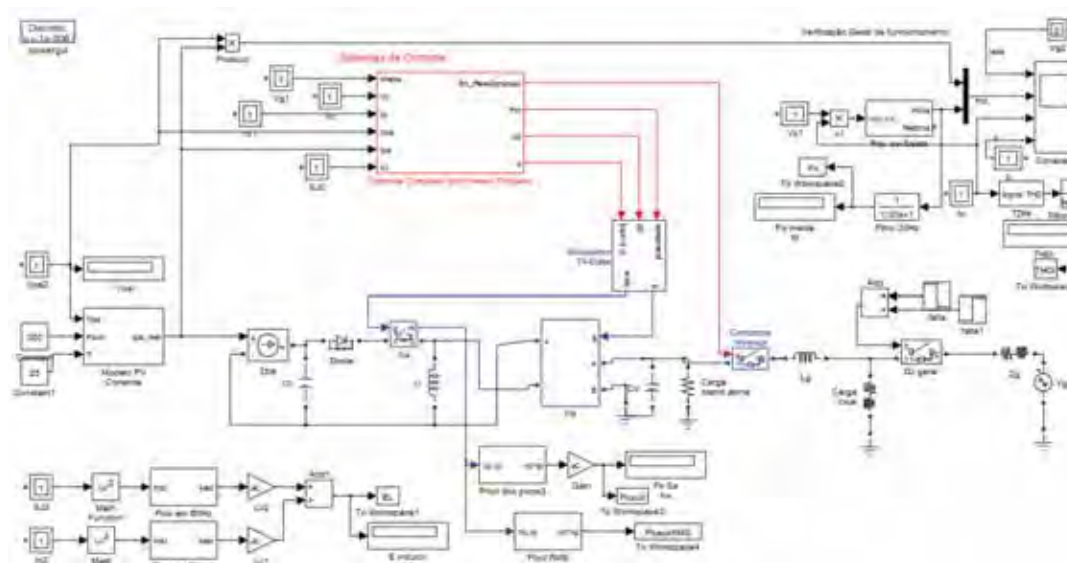
Figura A.4- Modelo em Simulink do inversor buck-boost.

Fonte: Galotto Junior (2011)

Figura A.5- Modelo em Simulink do inversor buck-boost tri-state.

Fonte: Galotto Junior (2011)

9. APÊNDICE B - CÁLCULO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS

Os parâmetros iniciais necessários para o dimensionamento de um indutor basicamente são: a corrente máxima, a indutância necessária e a frequência de operação.

Com estes parâmetros podem ser selecionados o núcleo e o condutor da bobina. O núcleo é escolhido quanto ao seu material, principalmente pela a sua indução máxima, pelas perdas de foucault e histerese e pela sua dimensão (área da seção por onde passa o núcleo e a área da janela onde é alocada a bobina). A escolha do condutor é mais simples e está relacionada à sua capacidade de condução de corrente ou à resistência máxima para redução de perdas. Com o aumento da frequência surge o efeito *skin* que leva ao uso dos fios *Litz*. Existem condutores e fios diferenciados no mercado, como no caso dos transformadores planares, mas a metodologia aplicada procura a máxima generalização do método de projeto para que possa ser utilizado se necessário.

Inicialmente pode-se calcular o número de espiras a partir da indutância desejada e do *Al* ou relutância do núcleo a partir da equação (B.1). Enquanto a seção mínima do núcleo do indutor para que não atinja a saturação magnética pode ser obtida com (B.2). Unindo as equações pode-ser verificar através de (B.3), que a seção dependerá apenas do material (*Al* e B^{max}), além dos parâmetros iniciais de projeto.

$$N = \sqrt{L.Re} = \sqrt{\frac{L}{Al}} \tag{B.1}$$

$$A_e[mm^2] = 10^6.\frac{L.I^{max}}{\mathrm{N.B}^{max}} \tag{B.2}$$

$$A_e[mm^2] = 10^6.\frac{I^{max}.\sqrt{L.Al}}{\mathrm{B}^{max}} \tag{B.3}$$

Onde: I^{max} é a corrente máxima sobre o indutor.

B^{max} é a indução máxima admitida pelo núcleo sem saturação.

L é a indutância previamente dimensionada.

A_e é a área mínima da seção do núcleo.

N é o número de espiras.

Re é a relutância do circuito magnético.

Al é o inverso da relutância.

Para facilitar, alguns fabricantes de núcleos [42] fornecem o número de espiras para atingir a indutância desejada através do parâmetro *Al*, dado em nanohenry por espira ao quadrado, que é o inverso da Relutância. Porém, alguns núcleos precisam ser calculados apropriadamente através do seu circuito magnético.

Entre os materiais mais utilizados estão o ferrite, o ferro silício e os núcleos de pó de ferro. Os ferrites são mais utilizados para núcleos onde a alta frequência é predominante, enquanto o ferro silício se restringe a baixas frequências devido às perdas, apesar de permitir núcleos menores para a mesma indutância e correntes. O núcleo de pó de ferro permite fluxos em alta frequência e possui alta capacidade de indução interna e é uma alternativa aos núcleos de ferrite. Aproximadamente, é possível reduzir em até ¼ do volume do indutor com pó de ferro comparado ao ferrite. Apesar do núcleo de pó de ferro ser 1,65 vezes mais denso que o ferrite, a redução do volume deve proporcionar em torno de 50% de redução no peso do núcleo.

No caso de ser calculada, a relutância de um circuito magnético será dada pela equação (B.4) em função do comprimento l do caminho magnético, da permeabilidade magnética μ e da área da seção A_e.

$$Re = \frac{l}{\mu . A_e} \tag{B.4}$$

Se o circuito tiver um entreferro (*air gap*) a permeabilidade do núcleo pode ser desprezada. Assim, basta utilizar a permeabilidade do ar conhecida junto com a área da seção e o comprimento do entreferro.

Sem entreferro, somente a permeabilidade do núcleo influencia na relutância. Neste caso, é comum utilizar as curvas BH [59] selecionando um ponto de operação. Assim, o valor da relutância será determinado pelo ponto de operação escolhido, a partir da equação (B.5).

$$Re = \frac{\mathrm{H.l}}{B.A_e} \tag{B.5}$$

Alguns núcleos de materiais ou formas muito diferenciadas podem ser tornar inviáveis de calcular algebricamente e o método de elementos finitos é a principal solução para estes casos.

A finalização da escolha do núcleo também depende da verificação se a área de cobre da bobina pode ser alocada dentro da janela do núcleo. O condutor da bobina é inicialmente escolhido em função da capacidade de condução de corrente. A área de ocupação do cobre também irá depender da qualidade da bobinagem, mas é usual considerar a janela deverá ser maior do que 3 vezes a área de cobre [60].

A bitola deste condutor pode aumentar se for desejável a redução da resistência série, mas implicará na necessidade de aumento do núcleo. Estes são critérios de projeto que determinarão o custo, o volume, o peso e a eficiência do componente final. Em alta frequência, deve-se considerar o efeito *skin* nos condutores e utilizar fios entrelaçados *Litz*.

O projeto físico do indutor também pode ser encontrado em [55], [56] e [61].

10. APÊNDICE C – ARTIGOS

1. GALOTTO JUNIOR, L.; BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; MELO, G. A.; CANESIN, C. A. Comparative analysis of MPPT techniques for PV applications. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CLEAN ELECTRICAL POWER - ICCEP, 3., 2011, Ischia. **Conference…** Ischia: IEEE, 2011. p. 99-104.

2. GALOTTO JUNIOR, L.; BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Evaluation of integrated inverter topologies for low power PV systems. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CLEAN ELECTRICAL POWER-ICCEP, 3., 2011, Ischia. **Conference…** Ischia: IEEE, 2011. p. 35-39.

3. GALOTTO JUNIOR, L., BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Evaluation of MPPT techniques for photovoltaic applications. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS - ISIE, 20., 2011, Berkeley. **Symposium…** Berkeley: IEEE, 2011. p. 1039-1044.

4. GALOTTO JUNIOR, L.; BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Single stage converters for low power stand-alone and grid-connected PV systems. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS - ISIE, 20., 2011, Berkeley. **Symposium…** Berkeley: IEEE, 2011. p. 1112-1117.

5. SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G.; GALOTTO JUNIOR, L.; MELO, G. A; CANESIN, C. A. Single-phase current-source-boost inverter for renewable energy sources. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS - ISIE, 20., 2011, Berkeley. **Symposium…** Berkeley: IEEE, 2011. p. 1118-1123.

6. GALOTTO JUNIOR, L.; BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Inversor boost monofásico, como alternativa de baixo custo e alta densidade de

potência para fontes alternativas de energia. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA - CBA, 18., 2010, Bonito. **Congresso...** Bonito: SBA, 2010. p. 3686-3693.

7. GALOTTO JUNIOR, L.; BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Integrated inverter topologies for low power photovoltaic systems. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS - INDUSCON, 9., 2010, São Paulo. **Conference…** São Paulo: IEEE, 2010. p. 1-5.

8. BRITO, M. A. G.; GALOTTO JUNIOR, L.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Avaliação das principais técnicas para obtenção de MPPT de painéis fotovoltaicos. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS - INDUSCON, 9., 2010, São Paulo. **Conference…** São Paulo: IEEE, 2010. p. 1-6.

9. SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G. de; GALOTTO JUNIOR, L.; CANESIN, C. A. Inversor CS boost monofásico em aplicações com fontes renováveis. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS - INDUSCON, 9., 2010, São Paulo. **Conference…** São Paulo: IEEE, 2010. p. 1-6.

10. BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; MELO, G. A.; GALOTTO JUNIOR, L.; CANESIN, C. A. Main maximum power point tracking strategies intended for photovoltaics. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE-COBEP, 11., 2011, Natal. **Conference…** Natal: IEEE, 2011. p. 524 - 530.

11. BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; GALOTTO JUNIOR, L. ; CANESIN, C. A. . New integrated zeta and cuk inverters intended for standalone and grid-connected applications. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Conference…** Natal: IEEE, 2011. p. 657 - 663.

12. BRITO, M. A. G.; GALOTTO JUNIOR, L.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Research on photovoltaics: review, trends and perspectives. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Conference…** Natal: IEEE, 2011. p. 531 - 537.

13. GALOTTO JUNIOR, L.; BRITO, M. A. G.; SAMPAIO, L. P.; CANESIN, C. A. Integrated single-phase converters with tri-state modulation suitable for photovoltaic systems. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Conference…** Natal: IEEE, 2011, p. 436 - 443.

14. GODOY, R. B.; BRITO, M. A. G.; GALOTTO JUNIOR, L.; GARCIA, R. C.; KIMPARA, M. L. M.; CANESIN, C. A. Tri-state space vector modulation for three-phase integrated inverters. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 11., 2011, Natal. **Conference…** Natal: IEEE, 2011. p. 911 - 917.

11. APÊNDICE D – PROTÓTIPO

Figura D.1- Esquemático da placa do protótipo.

Fonte: Galotto Junior (2011)

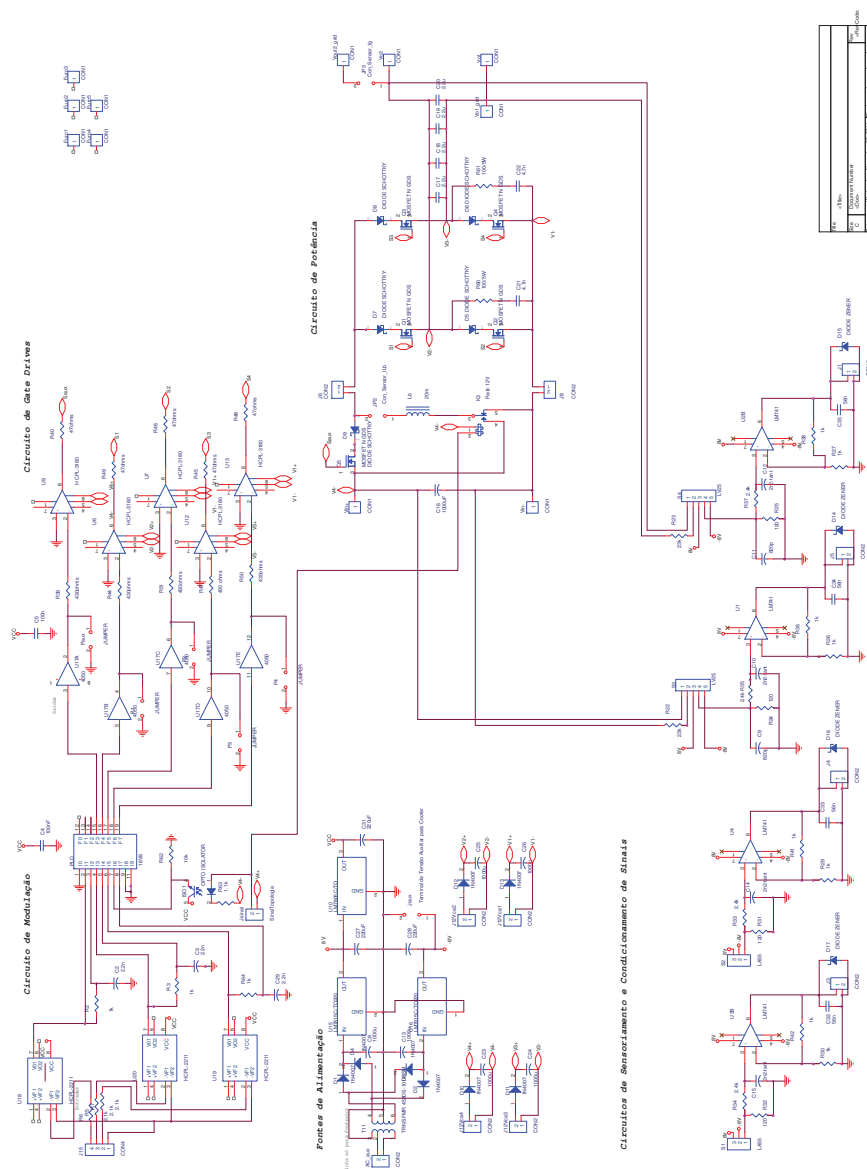
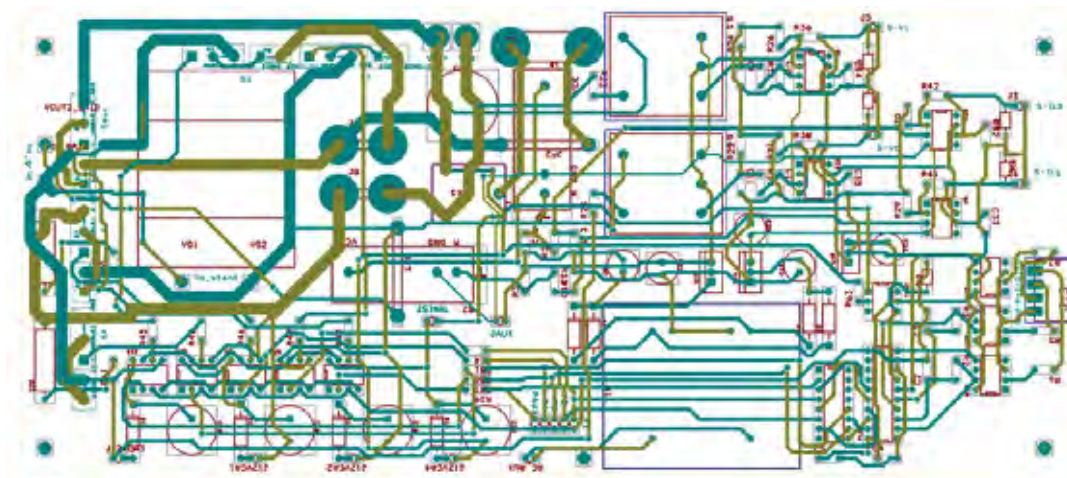



Figura D.2- Layout da placa do protótipo.

Fonte: Galotto Junior (2011)

A seguir, está apresentado o código do arquivo .PLD editado no software WinCupl da Atmel para a gravação do GAL 16V8.

```
Name     TriStateMod ;
PartNo   01 ;
Date     02/11/2011 ;
Revision 02 ;
Designer Luigi ;
Company  BATLAB ;
Assembly None ;
Location UNESP ;
Device   g16v8a ;

/* *************** INPUT PINS *********************/
PIN 2  =  A;  /*  Pulso referente a modulacao de D  */
PIN 3  =  Ad; /*  D atrasado                        */
PIN 4  =  B;  /*  Pulso referente a modulacao de D2 */
PIN 5  =  Bd; /*  D2 atrasado                       */
PIN 6  =  C;  /*  Pulso de Polaridade               */
PIN 7  =  K;  /*  Pulso indicador de topologia      */
PIN 8  =  Cd; /*  C atrasado                        */

/* *************** OUTPUT PINS *********************/
PIN 19  = S4; /* S4                  */
PIN 18  = S3; /* S3                  */
PIN 17  = S2; /* S2                  */
PIN 16  = S1; /* S1                  */
```

```
PIN 15  = Saux; /* Saux                    */

S1 = C # Cd;
S2 = C&K&(A#Ad) # C&!K&!(B&Bd) # !C&!A&Bd;
S3 = !C # !Cd;
S4 = C&!A&Bd # !C&K&(A#Ad) # !C&!K&!(B&Bd);
Saux = K&!(B&Bd) # !K&(A#Ad);
```